7
83

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt
für Luft- und Raumfahrt EV (DFVLR)
Forschungszentrum Braunschweig
Zentralbibliothek
[illegible] Braunschweig, Flughafen

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr.rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Titelbild

Die Programmiersprache PASCAL kann auf allen bedeutenden Anlagentypen benutzt werden. Sie hat sich insbesondere in der Mikrorechentechnik durchgesetzt. Auf Seite 298 beginnen wir eine Beitragsreihe zur Einführung in diese Programmiersprache.

Inhalt

ISSN 0092-668X

Völz, H.
Versuch einer techniknahen Darstellung der genetischen Speicherung 268

Köhler, K.
Probleme bei der Prüfung von Magnetbändern für digitale Aufzeichnung 273

Malinowski, G.
Einige Probleme der Kompatibilität von Wechselplattenspeichern 276

Patrunow, W. G.
Visuelle Wiedergabe von Informationen mit Magnetaufzeichnung 278

Zühlke, W.
Beitrag zur Normung des digitalen Fernsehens 281

Martius, S.; Oswald, H.
Reflexionsarme Stützscheiben für Koaxialleitungen im Mikrowellenbereich 285

Hälsig, C.
Der Selektor — Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 4 290

Lochmann, D.
Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen. Teil 3 293

Paulin, G.; Schiemangk, H.
Einführung in die Programmiersprache PASCAL. Teil 1 298

Draeger, W.
Schafft die Mikroelektronik eine einheitliche Technologie? 301

Fachtagungen 303

Dissertationen 304

Buchbesprechungen 306

Kurzinformationen 306

Versuch einer techniknahen Darstellung der genetischen Speicherung

H. Völz, KDT, Berlin

Deskriptoren: Molekularbiologie, genetische Speicherung, Chromosomen, Proteine, DNS

Techniker sind es gewohnt, die vielfältigen Möglichkeiten der Speicherung von Informationen zu betrachten und für verschiedene Anwendungsgebiete zu vergleichen, um so die jeweils technisch und ökonomisch optimale Lösung zu realisieren. Es ist jedoch bekannt, daß die Biologie seit Jahrmillionen für ihre Zwecke optimale Speicherverfahren verwendet. Leider sind zu ihrem Verstehen umfangreiche biologische Kenntnisse notwendig, die der Techniker in den meisten Fällen nur mit großem Zeitaufwand erwerben kann. Es kommt für ihn aber vor allem darauf an, die Grundprinzipien zu kennen, um Vergleiche anzustellen und eventuell Anregungen für seine Arbeit zu erhalten. Weiterhin wäre es nützlich, mit einer entsprechenden Einführung auch jene Literatur genannt zu bekommen, die dann leicht ein weiteres Eindringen in die Materie ermöglicht. Das soll im folgenden Beitrag zunächst für die Genetik und in einem späteren Beitrag für die neuronale Speicherung (die u.a. dem Gedächtnis zugrunde liegt) versucht werden. Beide Beiträge gehen auf einen Übersichtsvortrag anläßlich der „5. Konferenz für Magnetische Signalspeicher" zurück. Sie stehen ferner mit einer zweibändigen Monografie zur Information im Zusammenhang, die im Akademie-Verlag erschienen ist. Für die Einführung in die Biologie und zur Vertiefung des folgenden Textes auf den beiden zentralen Gebieten Allgemeine Biologie und Molekularbiologie seien vor allem die Bücher von *Libbert* [3] und *Träger* [5] empfohlen. Sie enthalten auch umfangreiche weitere Literaturhinweise.

1. Jedes Lebewesen entsteht aus einer Konstruktionszeichnung

Die organische Welt enthält einen großen Formenreichtum. Es sind heute etwa $1{,}2 \cdot 10^6$ Tierarten und $3{,}8 \cdot 10^5$ Pflanzenarten bekannt. Jede Art hat ihre spezifische Ausprägung. Sie ist so klar gegeben — trotz vielfältiger Unterschiede der einzelnen Individuen —, daß vor *Darwin* an die Unveränderlichkeit der Arten geglaubt wurde.

Heute ist man über die Evolution des Lebens und über die Entstehung und das Vergehen der Arten recht gut informiert. Eine relativ gute und verständliche Darstellung dieser Prozesse, einschließlich der Entstehung des Lebens, findet sich bei *Körner* [4] [6] und zum Teil bei *Beljajew* [1]. Jedes einzelne Lebewesen einer Art muß entsprechend diesen Gegebenheiten nach einem „Bauplan" entstehen. Dieser Bauplan muß irgendwo gespeichert sein, und genau diese Speicherung des Bauplans interessiert den Techniker in erster Linie. Dabei zeigt sich aber sofort, daß die Speicherung des Bauplans nur ein Teil dessen ist, was den Techniker zu interessieren hat. Genauso bedeutsam ist auch der Prozeß, wie diese „technische Zeichnung" von der Natur gelesen und wie aus ihr das Lebewesen realisiert wird.

2. Die Zelle — der Grundbaustein aller Lebewesen

In der organischen Welt werden Einzeller und Mehrzeller unterschieden. Zur Vereinfachung seien nur die Mehrzeller betrachtet. Die meisten von ihnen bestehen aus einer sehr großen Anzahl von Zellen (etwa 10^5 bis 10^{17}). Die einzelnen Zellen sind dabei in der Regel sehr unterschiedlich gestaltet und erfüllen so sehr verschiedene Aufgaben (z.B. Muskelzellen = Bewegung, Blutzellen = Sauerstofftransport, Neuronen = Informationsprozesse, Hautzellen = Körperoberfläche). Dennoch sind alle diese Zellen und damit das ganze Individuum aus einer einzigen Zelle, nämlich der befruchteten Eizelle, hervorgegangen. In ihr muß also die gesamte Information der Art (einschließlich verschiedener individueller Ausprägungen) enthalten sein. Für den Techniker ist es erstaunlich, daß nicht nur diese eine Zelle, sondern auch jede andere Zelle des Lebewesens diese vollständige Information trägt, d.h. gespeichert hat. Das bedeutet eine vom technischen Standpunkt aus höchst überflüssige Lösung, für die Natur aber, wie sich noch zeigen wird, ist sie am effektivsten. Damit besteht zumindest theoretisch die Möglichkeit, aus jeder einzelnen Zelle wieder ein vollständiges Individuum zu erschaffen. Wenn das auch meist nicht gelingt, sind dennoch, zumindest bei den Pflanzen, annähernd solche Möglichkeiten über oft sehr kleine Stecklinge bekannt. In den anderen Fällen ist — verein-

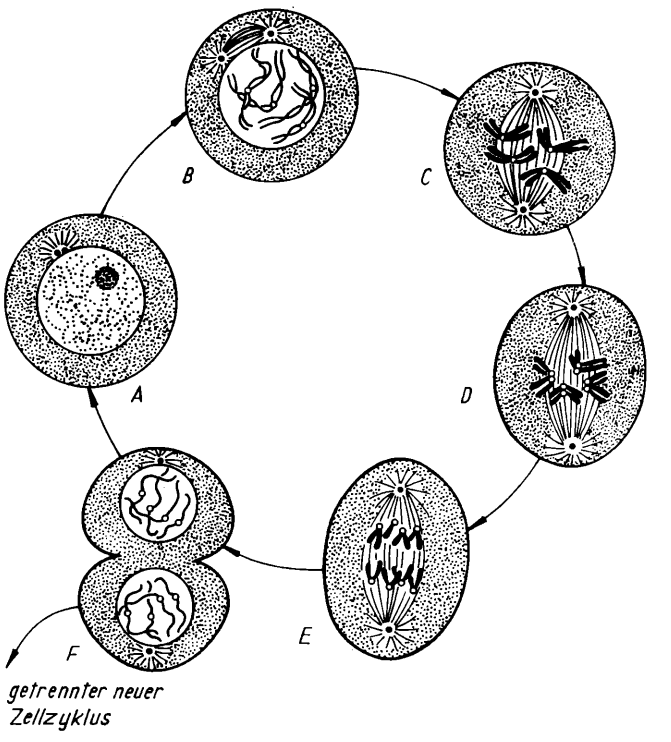
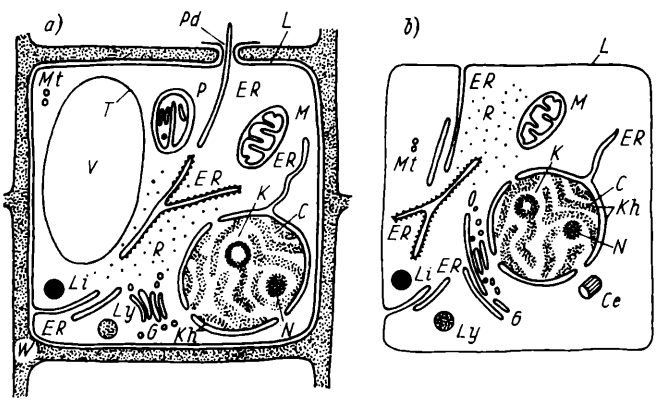


Bild 2. Schematische Darstellung des Zellzyklus
A Interphase, *B* Prophase, *C* Prometaphase
D Metaphase, *E* Anaphase, *F* Teleophase
(in leichter Änderung nach [3])

Bild 1. *a*) Pflanzenzelle und *b*) Tierzelle, schematische Darstellung.
C Chromosomen, Ce Centriol, ER endoplasmatisches Reticulum (zentral „rauhe" ribosomenbesetzte, oben und unten „glatte" Form), G Golgi-System, K Zellkern, Kh Kernhülle, L Plasmalemma, Li Lipidtröpfchen, Ly Lysosom, M Mitochondrium, M Mikrotubuli, N Nucleolus, P Plastide, Pd Plasmodesmos, R Ribosomen, T Tonoplast, V Vacuole, W Zellwand.
Von den vielfach vorhandenen Bestandteilen ER, G, Li, Ly, M, Mt, P, Pd, R sind jeweils nur einer bzw. wenige dargestellt [nach *Libbert* (*a*)]



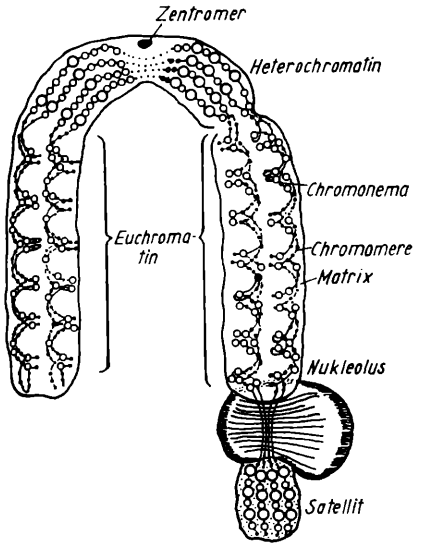


Bild 3. Aufbau und Detailstrukturen eines typischen Chromosoms (entnommen mit geringfügigen Änderungen aus [5])

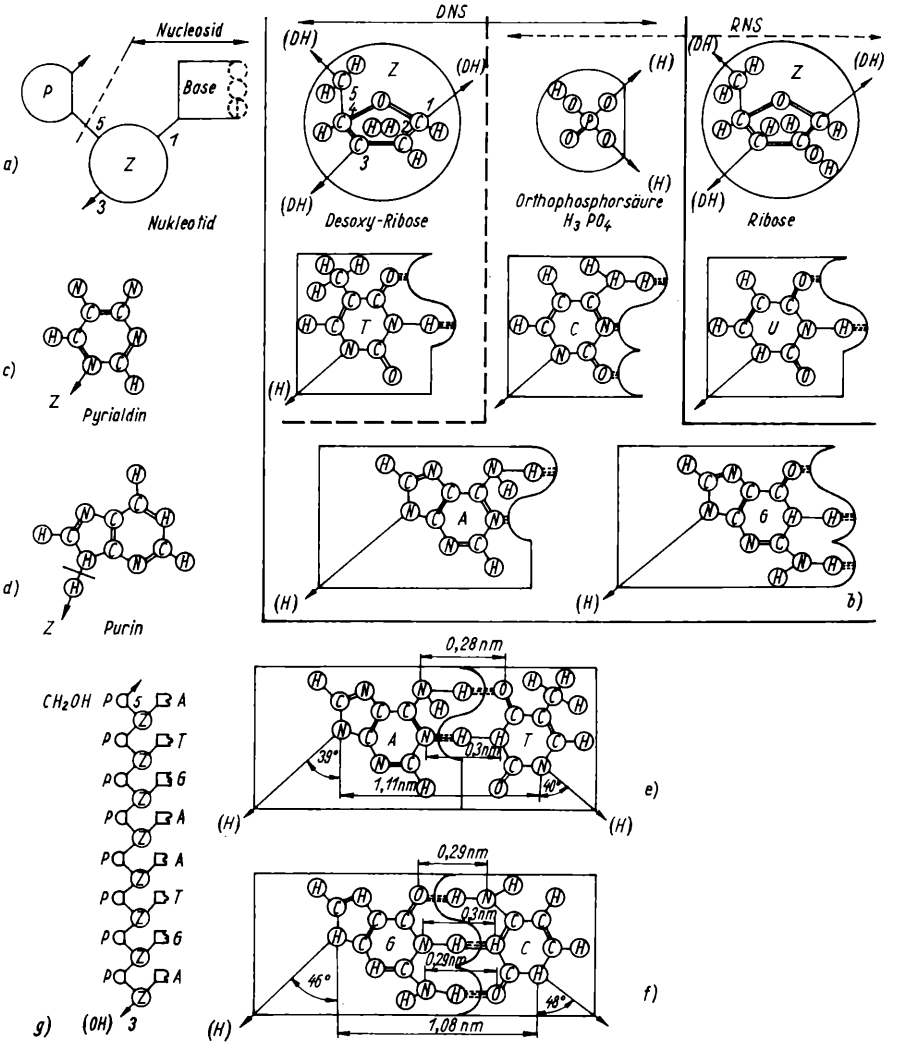


Bild 4. *a*) Zusammensetzung von DNS und RNS aus den Grundbausteinen, *b*) Struktur der verschiedenen molekularen Bausteine eines Nukleotids, *c*) und *d*) Ableitung der organischen Basen aus Pyramidin und Purin, *e*) und *f*) Verkopplung der Nukleotide über Wasserstoffbrücken in der Helix, *g*) Kettenbildung der Nukleotide [14]

facht gesprochen — durch die Spezialisierung der jeweiligen Zelle die andere für die Eigenschaften der speziellen Zelle nicht mehr notwendige Information biologisch zugedeckt (technisch gesprochen abgeschirmt). Sie kann dadurch unter normalen Bedingungen nicht mehr abgerufen werden. Nur wegen dieser Verdeckung gelingt es dann nicht mehr, aus der einzelnen spezialisierten Zelle ein Lebewesen zu erschaffen.

3. Chromosomen als Träger der Erbinformation

Die Zellen der Lebewesen können je nach ihrer spezifischen Teilaufgabe sehr unterschiedlich aussehen. Dennoch liegt ihnen allen ein gemeinsames Aufbauprinzip zugrunde. Hat doch jede Zelle zur Erfüllung der entscheidenden Funktionen des Lebens beizutragen, nämlich zu Stoffwechsel, Fortpflanzung, Reizbarkeit und (im Sinne des Lebens überhaupt) zur Höherentwicklung.

Für die vorliegenden Betrachtungen interessiert vor allem die Fortpflanzung, da mit ihr die (genetische) Speicherung der (Erb-)Information am engsten verkoppelt ist. Die kleinsten Einzeller, z. B. gewisse Bakterien, haben etwa 0,2 µm Durchmesser; Tierzellen sind im Mittel 10 bis 30 und Pflanzenzellen 10 bis 100 µm groß. Es gibt aber auch Zellen, z. B. Bastzellen, pflanzliche Milchröhren und Nervenzellen, die in einer Dimension bis zu mehreren Metern lang sind. Unter diesen vielfältigen Einschränkungen zeigt Bild 1 je eine typische, schematische Pflanzen- und Tierzelle. Die Pflanzenzelle hat dabei vor allem die zusätzlich besonders ausgeprägte Zellwand *W* und den großen Hohlraum *V*. Prinzipiell besteht jede lebende Zelle aus dem meist zähflüssigen Protoplasma, das nach außen durch die Zellmembran abgegrenzt ist und in seinem Inneren verschiedene Organelle enthält. Sie sind in der Bildunterschrift zu Bild 1 aufgezählt und erfüllen in der Zelle spezielle Funktionen. So dienen die Mitochondrien der Bereitstellung von Energie. Sie erzeugen sozusagen über den Stoffwechsel der Zelle mit ihrer Umgebung die Energie, die die Zelle für die verschiedenen Funktionen benötigt. Die besonders wichtige und zugleich größte Organelle ist der Zellkern. Er wird durch eine spezielle, punktual durchbrochene Membran gegenüber dem Protoplasma abgegrenzt. Im Zellkern sind vor allem die Chromosomen als Träger der Erbinformation enthalten. Sie lassen sich jedoch nur unter bestimmten Bedingungen deutlich erkennen.

4. Zellzyklus

Die Eizelle entwickelt sich durch Zellteilung zum fertigen Mehrzeller. Damit nach der Zellteilung in jeder Zelle wieder die vollständige Information über das Lebewesen enthalten ist, muß vor jeder Zellteilung eine Kopie dieser Information angefertigt werden. Das geschieht, wie später noch gezeigt wird, auf molekularer Ebene. Die umfangreichen Informationen bei der Zellteilung müssen in gleichartige Teile zerlegt und an die beiden neuen Zellen transportiert werden. Hierzu werden die Informationen transportfähig in den eigentlichen Chromosomen (ähnlich wie Rollen von Konstruktionszeichnungen) gepackt. In dieser Form sind die Chromosomen in den Zellen bei gleichzeitiger Auflösung der Zellkernmembran deutlich sichtbar. Bei der Duplizierung der Information müssen die Informationen dagegen im Zellkern relativ verteilt sein. So entsteht der Zellzyklus nach Bild 2 mit den verschiedenen Phasen, die neben Übergängen vor allem die Phasen der Duplizierung (Interphase) der Informationen und den eigentlichen Prozeß der Zellteilung (Ana- bis Teleophase) umfassen. Bild 3 zeigt das typische Aussehen eines Chromosoms. In einer Zelle sind je nach Art 2 bis mehrere hundert (Mittelwert etwa 20) Chromosomen vorhanden. Die Chromosomen sind etwa 0,8 bis 40 µm lang und 0,5 bis 2 µm dick.

5. DNS als Erbsubstanz

In den Chromosomen ist auf molekularer Basis die Erbinformation enthalten. Obwohl es dazu viele Untersuchungen und De-

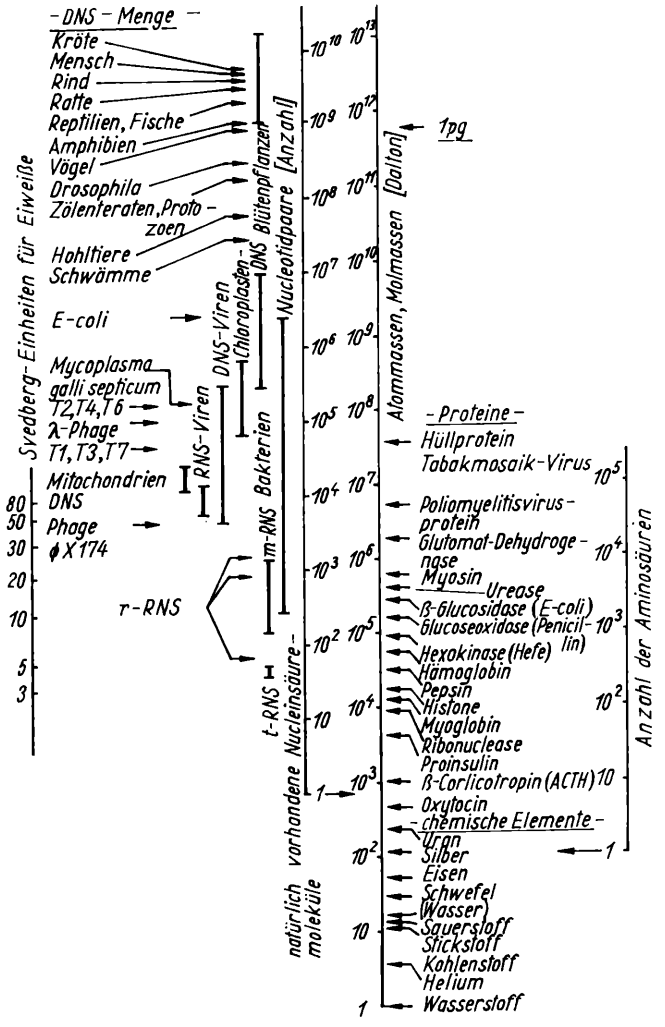


Bild 5. Diagramm, insbesondere zur Kettenlänge von DNS- und RNS-Molekülen sowie Proteinen [14]

tailkenntnisse gibt, kennt man die Anordnung der molekularen Erbsubstanz in den Chromosomen noch relativ wenig. Deshalb sei eine Stufe übersprungen, und es folgt zunächst direkt die Beschreibung auf molekularer Ebene, nämlich mit der chemischen Struktur der Desoxy-Ribose-Nuklein-Säure (DNS). Sie besteht aus 3 Substanzen:

— Orthophosphorsäure H_3PO_4
— Zucker (Ribose) $C_5H_4O_4$
— organische Base.

Die organischen Basen leiten sich dabei in je zwei Varianten vom Purin ($C_5H_4N_4$) bzw. Pyramidin ($C_4H_4N_2$) ab. Bei der genetischen Speicherung stehen somit vier verschiedene Nukleotid-Bausteine zur Verfügung (Bild 4). Sie stellen das Alphabet der genetischen Speicherung dar. Diese Bausteine werden linear angeordnet und codieren mit ihrer Sequenz, ähnlich einem linearen Text, die genetische Information. Die Länge dieses Textes ist sehr groß. Einen Überblick dazu gibt Bild 5.
Dieser lineare Text ist in dieser einfachen Form nicht ausreichend stabil. Deshalb schließen sich zwei komplementäre Stränge über Wasserstoffbrücken zusammen und bilden dabei die berühmt gewordene Doppelhelix (Bild 6). Wie diese Doppelhelix in den Chromosomen verpackt ist, bedarf z. Z. noch der Klärung. Eventuell ist sie dabei (ähnlich einer Glühlampenwendel) mehrfach gewunden aufgewickelt.

6. Wiedergabe der genetischen Information

In der Speichertechnik unterscheidet man üblicherweise folgende Teilprozesse:

— Aufzeichnungsvorgang
— Speicherzustand
— Wiedergabevorgang.

Nach den bisherigen Betrachtungen ist in etwa der Speicherzustand bekannt. Ergänzt werden kann, daß der Aufzeichnungsvorgang im Laufe der Evolution erfolgte. Dabei spielten sehr wahrscheinlich zufällige Änderungen in den Sequenzen und die Auswahl entsprechend der Lebenstüchtigkeit des daraus zu „konstruierenden" Lebewesens die entscheidende Rolle. Infolge der Kompliziertheit der Evolution und vieler damit zusammenhängender Fragen sei daher auf eine weitere Analyse dieses Teilprozesses verzichtet.
Folglich bleibt noch der Wiedergabeprozeß zu betrachten. Er ist in den letzten Jahren weitgehend geklärt und enthält auch technisch interessante Aspekte. Da bei ihm aber nicht nur die Information, sondern auch die Folge davon, nämlich das Lebewesen, interessiert, ist er insgesamt viel komplexer, als von technischer Seite zunächst zu erwarten ist. Er muß in eine Fülle von Teilprozessen zerlegt werden. Sie wiederum sind aber nur aus der Gesamtsicht des Lebewesens verständlich. Daher ist es notwendig, jetzt die Bewegungsform des Lebens aus relativ allgemeiner Sicht immer weiter verfeinert zu betrachten.

7. Eiweiß als Grundsubstanz des Lebens

Lebende Zellen sind aus einer Vielzahl von Stoffen aufgebaut. Sie werden in der Regel in Kohlehydrate, Fette und Eiweiße eingeteilt. Kohlehydrate und Fette sind vor allem Energieträger, haben aber auch bei Strukturen (z. B. Membranen) Bedeutung. Eiweiße sind dagegen die für das Leben wichtigsten Stoffe. Sie stellen sowohl Strukturelemente dar, bewirken und steuern aber vor allem alle Funktionsabläufe der Zelle. So wie in der Chemie schlecht ablaufende Reaktionen durch Katalysatoren beschleunigt werden, wirken in der Zelle Enzyme, die fast ausschließlich Proteine sind. Gegenüber den üblichen chemischen Reaktionen laufen fast alle biologischen relevanten Reaktionen in der Zelle im Fließgleichgewicht ab. Das bedeutet, daß sowohl die Reaktionspartner als auch die Reaktionsprodukte kontinuierlich zu- und abgeführt werden.
Die Proteine setzen sich aus Aminosäuren zusammen. Dabei sind an ein Kohlenstoffatom NH_2 (Aminogruppe), COOH (Carboxilgruppe), H, R (ein typiscnes Radikal) angelagert.
Es werden genau 20 verschiedene Aminosäuren in lebenden Zellen verwendet (Tafel 1). Alle Aminosäuren existieren in jeweils 2 verschiedenen (stereometrischen) Formen. In allen Lebewesen wird nur der L-Typ verwendet.
Die Proteine bilden sich aus den Aminosäuren unter Wasserabgabe. Dabei entsteht zunächst ein Peptid. Die Peptidbildung ist an den Enden erneut wiederholbar, so daß die Anzahl der Aminosäuren in der sich bildenden Kette (Bild 7) zur Bezeichnung verwendet wird, z. B. Di-, Tri-, Poly- und Makropeptide (2, 3, bis zu 100, mehr als 100).
Die Makropeptide sind die Proteine im engeren Sinne. Im Bild 5 sind ebenfalls die Kettenlängen einiger Proteine angegeben. Die langen Proteinketten falten sich mit zusätzlichen chemischen Verbindungen (z. B. Wasserstoffbrücken) zu komplizierten dreidimensionalen, oft dynamisch variablen Gebilden zusammen. Dabei entstehen u. a. auch wieder helixförmige Gebilde. Mit der gezielt räumlichen Veränderung der Proteine existieren Enzyme, die ganz speziellen und variablen Anforderungen genügen.

8. Genetischer Code

Jetzt lassen sich Aufgabe und Ziel der genetischen Speicherung angeben. Die Information für das Lebewesen ist in der Abfolge der Nukleotidsequenzen enthalten. Sie muß in die Sequenzen der Aminosäuren der Proteine übertragen werden. Es existieren also das Alphabet der Nukleotide mit 4 Symbolen und das Alphabet der Aminosäuren mit 20 Symbolen.
Zunächst muß damit zwischen diesen beiden Alphabeten durch einen Code vermittelt werden. Das bedeutet, daß im Mittel mindestens $\ln 20/\ln 4 \approx 2161$ Nukleotidsequenzen eine Aminosäure codieren müssen. Die Untersuchungen haben gezeigt, daß für das gesamte Leben ein universeller Code mit 3 Nukleotidsequenzen für je eine der 20 Aminosäuren verwendet wird. Dieser Code (Bild 8) ist folglich stark redundant.
Die Redundanz liegt vor allem bei dem jeweils dritten Nukleotid. Sie ist darüber hinaus für die einzelnen Aminosäuren unterschiedlich. Neben den codierten Aminosäuren existieren auch Start- und Stop-Codons. Sie legen die Kettenlänge der Amino-

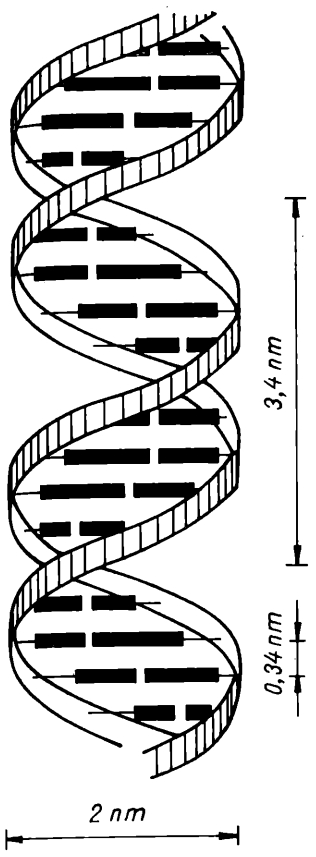


Bild 6. Stark vereinfachte und schematische Darstellung der DNS-Doppelhelix

Tafel 1. Zusammenstellung der 20 für das Leben wichtigen Aminosäuren [10]

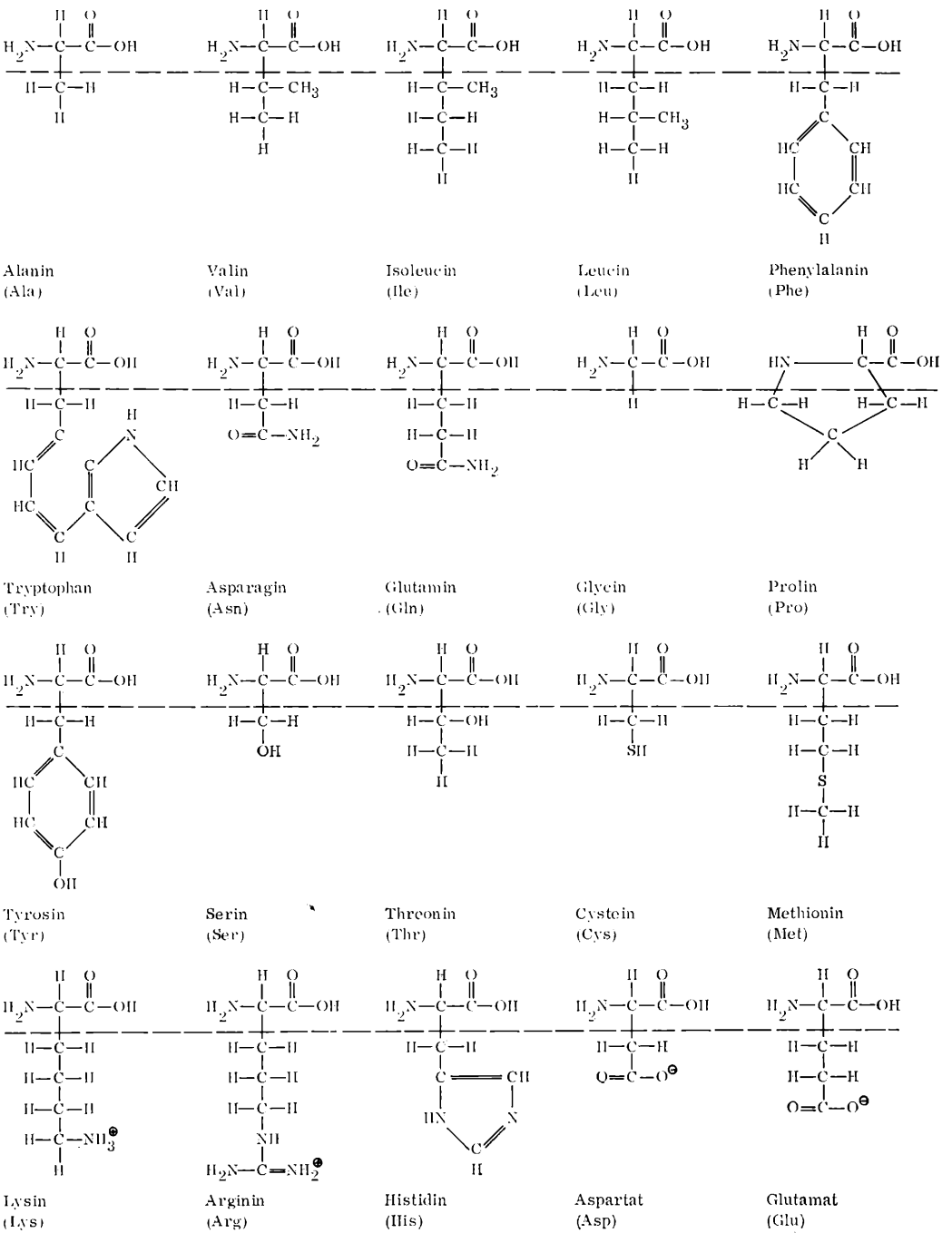
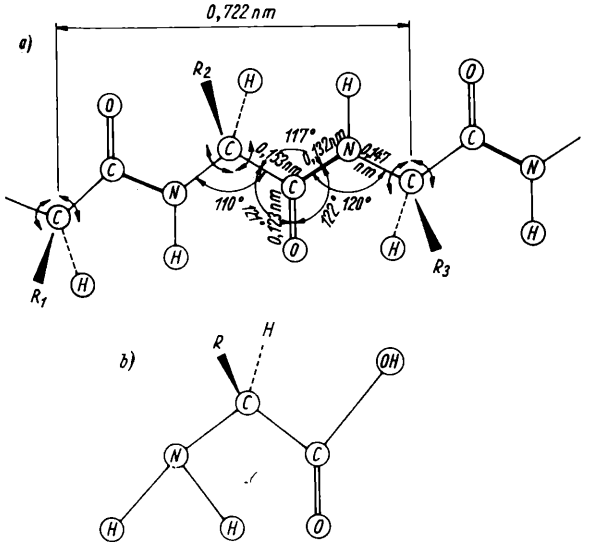


Bild 7. *a*) Aufbau einer Aminosäure. Von je zwei Aminosäuren verbinden sich das rechts oben stehende OH mit dem links unten stehenden H und treten bei der Peptidbildung als Wasser aus
b) Aufbau einer Peptidkette.
Die Art der Radikale R ist durch die jeweilige, dort lokalisierte Aminosäure gegeben. Die unbezeichneten Doppelpfeile deuten an, daß sich hier die Kette verdrehen läßt. ▼



säuren fest. Weiterhin sei betont, daß es sonst keine Festlegungen darüber gibt, wo mit der Zählung von 3 Nukleotidsequenzen zu beginnen ist. Das hat zur Folge, daß ein Code im Prinzip unterschiedlich, nämlich auch um eine Nukleotidsequenz nach rechts oder links verschoben gelesen werden kann. Solche Mehrfachnutzungen der Nukleotidsequenzen sind auch bei Bakterien bekannt geworden, dürften aber wohl die Ausnahme sein.

Mit dem genetischen Code ist entschieden, wie formal der Übergang von den mit Nukleotidsequenzen gespeicherten „Konstruktionsunterlagen" zu den „Konstruktionselementen", den einzelnen Proteinen erfolgt. Damit sind aber noch zwei Hauptprobleme unklar: Wie funktioniert die Decodierung? Wie erfolgt der Übergang von den einzelnen Proteinen zum Lebewesen? Zunächst sei die erste Frage behandelt. Der zugehörige Komplex läuft unaufhörlich in der lebenden Zelle ab und ist viel komplexer als nach der bisherigen Aussage zu erwarten ist.

9. Mechanismen der Decodierung

Wider Erwarten existiert nicht ein einfacher, womöglich linearer Codierungsprozeß, sondern ein Komplex mit mehreren Zwi-

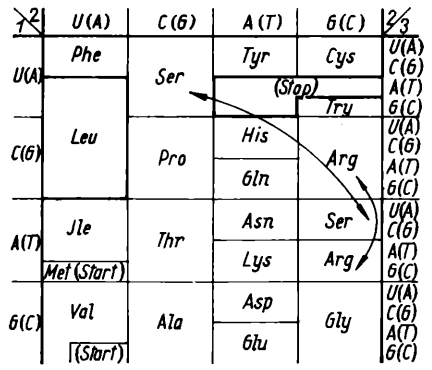


Bild 8
Schema des genetischen Codes.
Die drei zusammengehörenden Nukleotide sind links oben und rechts dargestellt. Diese Kombinationen definieren jeweils eine Aminosäure, allerdings stark redundant [14].

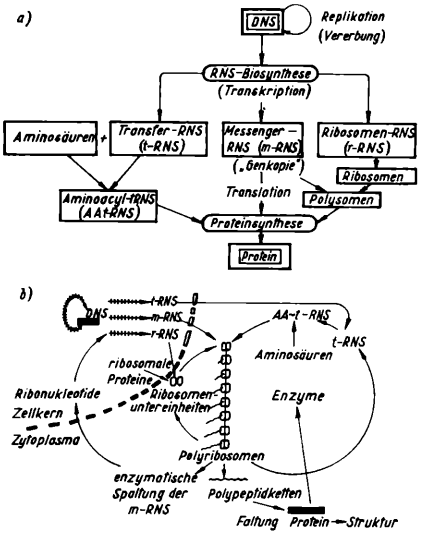


Bild 9
Übersicht zu den verschiedenen Mechanismen der Umsetzung der DNS-Sequenzen in die vielfältigen Proteine
a) im Sinne einer Blackbox-Darstellung, betont als Graph,
b) etwas der Morphologie näher.
Die Prozesse im Zellkern und im Zytoplasma sind örtlich getrennt ausgewiesen. Außerdem werden dabei einige Stoffkreisläufe in der Zelle sichtbar [14].

schenprodukten und Abläufen. Bild 9 zeigt das in zwei verschiedenen Darstellungen.
Zunächst existiert der Prozeß der Replikation, der vor jeder Zellteilung die DNS dupliziert. Er wurde bereits besprochen und garantiert das Fortbestehen der Art und die Evolution der organischen Welt.
Von der DNS werden in einem weiteren Prozeß in relativ kurzen Abschnitten (mehrere 100 bis 1000 Sequenzen) RNS-Kopien hergestellt. Sie sind den DNS-Kopien sehr ähnlich, allerdings enthält der Zucker ein Sauerstoffatom mehr (daher **R**ibose **N**uklein **S**äure). Darüber hinaus wird Base T durch U (Uradyl) ersetzt. Von diesen RNS existieren drei Typen mit unterschiedlichen Aufgaben: m-, t- und r-RNS.
Die m-RNS von *Messenger* (Botschaft) ist die Matrize (das Codeabbild), von dem in der Folge die Proteine abgeleitet werden. Sie sind also die eigentlichen Speicherstrukturen für die zu erzeugenden Proteine. Sie haben deshalb auch meist die Längen für ein Protein.
Die t-RNS (t von Transport) haben die eigentliche Codierungsaufgabe. Sie haben meist eine kleeblattähnliche Struktur. Am „mittleren Blatt" befindet sich der Code (in Klammern im Bild 8), der genau zu einer Aminosäure paßt. An ihrem Stiel ist die entsprechende Aminosäure angehaftet. Die t-RNS transportieren auf diese Weise die Aminosäure an den spezifischen Ort der m-RNS. Das geschieht jedoch nur dann, wenn sich dort ein spezielles Partikel, und dazu in spezieller Lage, befindet. Diese Partikeln sind die Ribosomen. Sie werden oft die Werkbände der Zelle genannt. Sie ermöglichen es, daß die t-RNS mit der Aminosäure sich an der m-RNS anlagert, und bewirken darüber hinaus das Verbinden der Aminosäuren zum Protein. Das ist im Bild 10 in verschiedenen Etappen dargestellt. Dabei muß man beachten, daß ein Ribosom aus je einer großen und einer kleinen Einheit besteht und getaktet an der m-RNS entlang„hüpft". In der Regel hängen an einer m-RNS, wie es Bild 9*b*) zeigt, gleichzeitig mehrere Ribosomen. In diesem Fall spricht man von einem Polysom.
Die r-RNS ist schließlich sowohl zum einen wesentlicher Bestandteil der Ribosomen und codiert zum anderen die Proteine für das Ribosom. Weiterhin sei noch erwähnt, daß die beschriebenen Prozesse, jeder für sich, schon recht kompliziert sind und zu ihrem Ablauf eine Vielzahl von Enzymen benötigen, die erst in eben diesem Prozeß gebildet werden.

10. Von den Proteinen zum Lebewesen

Die bisherigen Betrachtungen zeigen in stark vereinfachter Darstellung, wie aus der Reihenfolge der Nukleotide in der DNS (die sich in den Chromosomen befindet) schrittweise die verschiedenen Proteine erzeugt werden. Diese Proteine sind teilweise zum Aufbau der Zellsubstanzen erforderlich und wirken teilweise als Enzyme bei den verschiedenen biomolekularen Reaktionen. Gerade über diese Enzyme ist damit ein komplizierter und vielfältig, auch hierarchisch, vermaschter Kreislauf in der Zelle realisiert. Die entsprechenden Mechanismen sind z. Z. nur zum sehr kleinen Teil erforscht, wenngleich auch in einzelnen Fällen sehr umfangreiches Detailwissen vorliegt. Auf alle Fälle scheint aber geklärt zu sein, daß in diesem Prozeß auch Teile der DNS zeitweilig „maskiert" werden, d.h. für den Lesevorgang dann nicht zur Verfügung stehen. Diese „Maskierung" reicht vom einfachen Besetzen an Startstellen durch spezifische Enzyme bis zum komplexen Abdecken ganzer Gebiete auf den Chromosomen, z. B. durch Histone. Sehr wahrscheinlich spielen dabei auch Zellkontakte zwischen den einzelnen Zellen eines Lebewesens eine beachtliche Rolle. Nur so kann man sich zur Zeit die Zelldifferenzierung zu den unterschiedlichen Spezialzellen des Organismus erklären. Da hierbei eventuell auch Hormone eingreifen können, sei erwähnt, daß es sich bei ihnen häufig auch um Proteine handelt. Zumindest werden sie aber in den speziellen Zellen mit Enzymen, also Proteinen, erzeugt.

11. Zusammenfassung

Es wurde versucht, in möglichst einfacher und dem Techniker naher Darstellung die Grundprinzipien der genetischen Speicherung zu erläutern. Sie ist in den DNS-Makromolekülen der Chromosomen als lineare Anordnung von 4 verschiedenen Nukleotiden realisiert. Je drei aufeinanderfolgende Nukleotide bestimmen eine von 20 möglichen Aminosäuren.
Die Proteine sind wiederum lineare Ketten von Aminosäuren, die sich aber nach ihrer Erzeugung in vielfältiger, jedoch spezifischer Weise zu den Strukturproteinen oder zu den biologisch aktiven Enzymen falten. Alle Vorgänge in einer Zelle und im gegenseitigen Kontakt der Zellen werden von den Enzymen gesteuert.

12. Spezialliteratur

Es wird nur sehr speziell ausgewählte Literatur vorgestellt. Sie soll vor allem dazu dienen, bei Bedarf vertieft die Probleme kennenzulernen und damit zu weiterer Literatur zu gelangen. [2] ist ein Wissensspeicher für Oberschulen. In [4] und [6] ist die Entstehung des Lebens bzw. die Ausbildung der Arten leicht lesbar dargestellt. [11] und [12] sind relativ umfangreiche Standardlehrbücher der Zoologie und Botanik. [13] ist eine hervorragende Einführung in die Molekularbiologie und kann daher besonders zur Vertiefung der Kenntnisse um die genetische Speicherung dienen. Die betont chemischen Probleme sind in dem Lehrbuch [10] enthalten. Die Steuerungsmechanismen sind betont physikalisch in [9] behandelt.
Als gutes Lehrbuch von der Molekularbiologie über die Zelle bis zu wesentlichen Funktionen bei Lebewesen kann [7] angesehen werden. [14] schließlich behandelt die dargestellten Fakten und auch die des folgenden Teils zur neuronalen Speicherung weiter detailliert und im größeren Zusammenhang.

Eingegangen am 5. Oktober 1981 NaA 8785

Literatur

[1] *Beljajev, D. K.*, u.a.: Allgemeine Biologie. Berlin: Verlag Volk und Wissen 1969
[2] Biologie in Übersichten. Berlin: Verlag Volk und Wissen 1980
[3] *Füller, H.:* Bausteine des Lebens. Leipzig, Jena, Berlin: Urania-Verlag 1975
[4] *Kämpfe, L.:* Evolution und Stammgeschichte der Organismen. Jena: Verlag G. Fischer 1980
[5] *Klug, M.:* Bau und Funktion tierischer Zellen. Wittenberg: Ziemsen-Verlag 1973
[6] *Körner, U.:* Probleme der Biogenese. Jena: Verlag G. Fischer 1974
[7] *Libbert, E.:* Kompendium der Allgemeinen Biologie. Jena: Verlag G. Fischer 1977

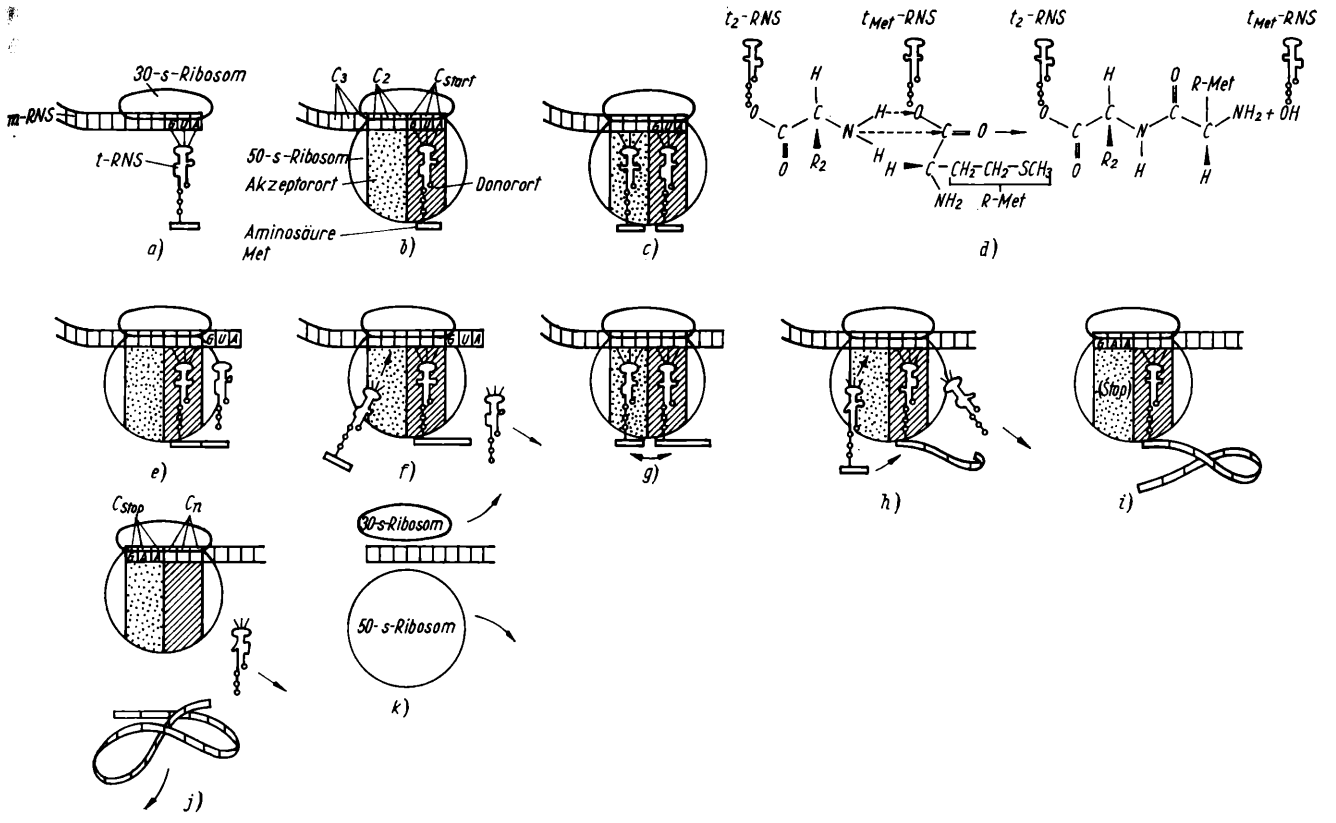


Bild 10. Vorgang der Proteinsynthese.

a) und *b)* Ein zweiteiliges Ribosom lagert sich am Startcodon an. Damit kann hier eine aktivierte t-RNS mit der Aminosäure Met gebunden werden. *c)* Anschließend lagert sich links daneben die dem Code der m-RNS zugehörige t-RNS mit ihrer Aminosäure an. *d)* Die beiden Aminosäuren werden verknüpft. *e)* Das Ribosom springt 3 Sequenzen nach links. *f)* Rechts kann sich die erste t-RNS ohne Aminosäure ablösen und links die nächste anlagern. *g)* Es erfolgt erneut eine Verknüpfung. *h)* Dieser Prozeß wiederholt sich, bis das Stop-Codon erreicht wird. Dann fällt das Protein ab und faltet sich ganz spezifisch; auch das Ribosom zerfällt in seine Untereinheiten und löst sich von der m-RNS

[8] *Nagel, W.:* Chromosomen – Struktur, Funktion, Evolution. München: Goldmann-Verlag 1972

[9] *Ratner, V. A.:* Molekulargenetische Steuerungssysteme. Berlin: Akademie-Verlag 1977

[10] *Reinbothe, H.:* Einführung in die Biochemie. Jena: Verlag G. Fischer 1975

[11] *Remane, A.; Storch, V.; Welsch, U.:* Kurzes Lehrbuch der Zoologie. Jena: Verlag G. Fischer, 3. Aufl. 1978

[12] *Straßburger, E.; Noll, F.; Schenk, H.; Schimper, A. F. W.:* Lehrbuch der Botanik. Jena: Verlag G. Fischer, 30. Aufl. 1971

[13] *Träger, L.:* Einführung in die Molekularbiologie. Jena: Verlag G. Fischer 1975

[14] *Völz, H.:* Information I und II. Berlin: Akademie-Verlag 1982/83

Prof. Dr. rer. nat. habil. *Horst Völz*, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der Akademie der Wissenschaften der DDR, 1086 Berlin, Kurstr. 33

Probleme bei der Prüfung von Magnetbändern für digitale Aufzeichnung

K. Köhler, KDT, Dessau

Mitteilung aus dem VEB Magnetbandfabrik Dessau

Deskriptoren: Magnetband, Digitalaufzeichnung, Prüfverfahren, Digitalmagnetkopf, Standardisierung

Die breite Anwendung von Magnetbändern, insbesondere der Datenaustausch mit Computerbändern ist nur möglich, wenn die Eigenschaften des Informationsträgers und der verwendeten Geräte innerhalb vorgegebener Grenzen liegen. In der ISO 1864 TC 97/SC 11 sind die für 12,7 mm breite magnetische Aufzeichnungsträger notwendigen Werte definiert und deren Messung festgelegt. Nachfolgend soll die Amplitudenbewertung der Wiedergabespannung diskutiert werden.

Bezugsgröße ist die mittlere Wiedergabespitzenspannung eines Signalamplitudenreferenzbandes. International verbindlich ist das vom US National Bureau of Standards erhältliche SRM 3200. Mit diesem Etalon wird der Aufzeichnungs- und Wiedergabekanal der Meßeinrichtung nach einer vorgegebenen Prozedur kalibriert. Die Festlegung des Arbeitspunktes, d.h. die Größe des Aufzeichnungsstromes, resultiert aus der charakteristischen Kurve der Wiedergabespannung, die eine Funktion des Aufzeichnungsstromes für das Bezugsband bei der verwendeten Aufzeichnungsdichte ist (Bild 1).

Im Bild 2 sind die mittleren Wiedergabespitzenspannungen, die alle mit diesem Aufzeichnungsstrom von unterschiedlichen Magnetbändern erhalten wurden, dargestellt. Die auf der Abszisse aufgetragenen Prüfgeräte sind paarweise gleichen Typs, d.h. 1 und 2, 3 und 4, 5 ist ein einzelnes Gerät mit einem Magnetkopf wie 1 und 2, 6 und 7 mit jeweils anderen, aber paarweise gleichen Magnetköpfen. Alle Magnetköpfe sind Produkte derselben Firma.

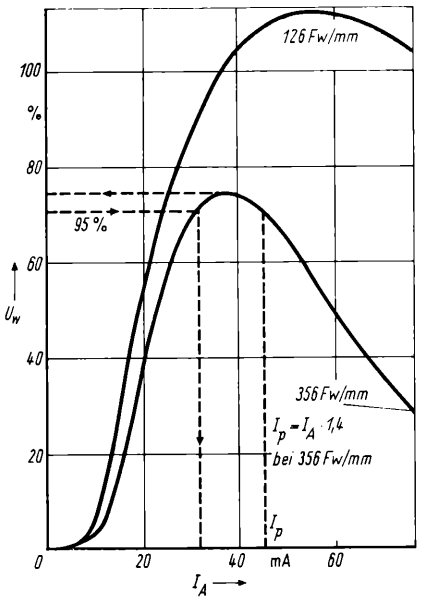


Bild 1
$U_w = f(I_A)$,
C_{sp} = 126 Fw/mm;
356 Fw/mm, V_B = 3 m/s
W_{sA} = 3,5 µm;
W_{sW} = 2,5 µm

Bild 3
Vergleich der Wiedergabespannung an verschiedenen Geräten. ▶ Mittelwerte und Streuung aus 10 Meßwerten (von 5 Magnetbändern)
Magnetband 425-2;
Bandgeschwindigkeit 3 m/s; C_{sp} 126 Fw/mm

Bild 4
Vergleich der Wiedergabespannung an verschiedenen Geräten Mittelwerte und Streuung aus 10 Meßwerten (von 5 Magnetbändern)
Magnetband 425-3; ▶
Ban geschwindigkeit 3 m/s; G_{sp} 126 Fw/mm

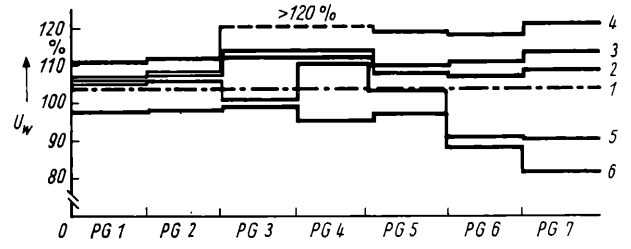


Bild 2. An verschiedenen Prüfgeräten gemessene Wiedergabespannung U_w. U_w SRM 3200 an allen Geräten 103 %
C_{sp} 126 Fw/mm; V_B 3 m/s;

1	SRM 3200	d = 9 µm	4	IBM	d = 7 µm
2	EP 524	d = 8,5 µm	5	Graham GM	d = 9 µm
3	EP 546	d = 8 µm	6	Scotch 777 GP	d = 11 µm

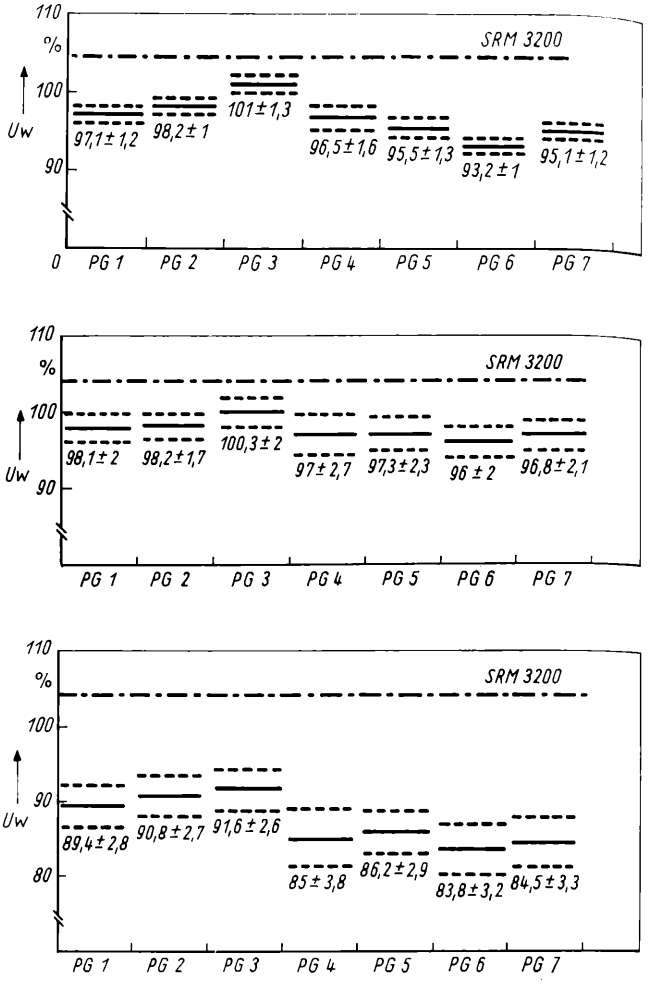


Bild 5. Vergleich der Wiedergabespannung an verschiedenen Geräten. Mittelwerte und Streuung aus 10 Meßwerten (von 5 Magnetbändern)
Magnetband 425-5; Bandgeschwindigkeit 3 m/s; C_{sp} 126 Fw/mm

Die Bilder 3, 4 und 5 zeigen die Mittelwerte aus 10 Messungen, die von jeweils 5 Bändern einer Charge erhalten wurden, und die Angabe der Streubreite. Der Verlauf der Wiedergabespannung über die Bandlänge kann Abweichungen bis zu 10 % und darüber haben. Um diesen Einfluß auszuschalten, wurden die Prüflinge an jeweils gleichen Bandstellen gemessen. Es läßt sich statistisch nachweisen, daß die gefundenen Unterschiede zwischen einzelnen Prüfgeräten nicht zufällig, sondern signifikant sind. Ihnen liegen hauptsächlich folgende Ursachen zugrunde:

1. Größere Magnetschichtdicken erfordern höhere Aufzeichnungsstromstärken für die Ummagnetisierung weiter von der Oberfläche entfernter Teilchen. Wegen des Feldverlaufs senkrecht zum Kopf verlagert sich mit zunehmendem Strom das Maximum der aufgezeichneten Magnetisierung zu größeren Abständen von der Kopfoberfläche. Dabei ist jedoch zu beachten, daß mit zunehmender Flußwechseldichte die magnetisch wirksame Schichtdicke abnimmt.

2. Größere Aufzeichnungsstromstärken verbreitern den Markierungswechsel auf dem Magnetband und führen zu einer geringeren Wiedergabeamplitude. Dieser Effekt ist von der Steilheit der Hysterese des Aufzeichnungsträgers stark abhängig.

3. Eine Vergrößerung der Spaltweite bedingt die Verbreiterung der Ummagnetisierungsfront. Für relativ dicke Schichten ist aber ein weiter Spalt günstiger, da bei gleicher Stromstärke auch noch Teilchen ummagnetisiert werden, die weiter von der Schichtoberfläche entfernt liegen.

4. Mit zunehmender Schichtdicke aber vergrößert sich der Entmagnetisierungsfaktor.

Unter Berücksichtigung dieser Einflüsse ergeben sich für verschieden weite Aufzeichnungsspalte unterschiedliche magnetisch wirksame Schichtdicken und für unterschiedliche Schichtdicken verschieden große Aufzeichnungsstromstärken für maximale Wiedergabeamplituden. Die für einen gegebenen Spalt optimierte Aufzeichnungsstromstärke ist also auch schichtdickenabhängig.

Ein für alle Computerbänder gleich großer Aufzeichnungsstrom ist wegen der Kompatibilitätsforderungen notwendig. Die Verwendung unterschiedlich dicker Magnetbänder führt dann erst recht bei unterschiedlichen Spaltweiten zu abweichenden Ausgangspegeln zum Etalon. So ist es durchaus vorstellbar, daß ein beim Magnetbandhersteller geprüftes Magnetband, dessen Wiedergabepegel in Übereinstimmung zum Etalon steht, beim Anwender außerhalb einer erklärten Toleranz liegen kann.

Die zeitliche Funktion des Aufzeichnungsstromes, die zusammen mit der Induktivität der Schreibspule letztlich das Übertragungsverhalten maßgeblich beeinflußt, blieb bei den vorangestellten Untersuchungen unberücksichtigt.

Bild 6 zeigt den Einfluß geringer Schichtdickenunterschiede. Abweichungen zwischen Geräten mit gleichen Magnetköpfen werden durch zulässige Fertigungstoleranzen, die Tiefe des Polabschliffes, durch Spaltkantenverrundungen sowie die Bandführungsgeometrie in unmittelbarer Kopfnähe verursacht.

Der auf den ersten Blick groß erscheinende Toleranzbereich von +25 % bis −10 % der Bezugsspannung ist schnell durch Schwankungen in Bandlängsrichtung, die beim Bezugsband 3 % betragen dürfen, erschöpft und vor allem durch die Tatsache, daß Computerbänder in einem weiten Bereich von 22 Fw/mm bis 356 Fw/mm kompatibel einsetzbar sein müssen, wobei für jede Speicherdichte ähnliche Toleranzforderungen bestehen.

Die Forderung nach einer einheitlichen Schichtdicke ist aus dem zuletzt genannten Grund kaum realisierbar.

Bei der Prüfung großer Mengen Frischbänder — das sind Magnetbänder, die zum ersten Mal über einen Magnetbandspeicher laufen — treten eine ganze Reihe von Problemen auf. So beträgt beispielsweise die Abrasivität das 1,5fache sonst üblicher Werte. Die Schmiegsamkeit des Magnetbandes und seine Oberflächen-

feingestalt bestimmen im Zusammenspiel mit dem Magnetkopfspiegel den effektiven Bandkopf-Abstand und damit die Abstandsdämpfung. Oftmals verändert sich die Oberflächengestalt noch während der ersten Banddurchläufe, so daß Reproduzierbarkeitstests schwierig und vor allem sehr zeitaufwendig sind.

Bild 7 zeigt ein langsames, stetes Sinken der Wiedergabespannung, das so extrem nur bei der Prüfung von Frischbändern aufgetreten ist. Jedem Meßpunkt ging eine Kalibrierung mit einem Bezugsband voraus. Hierbei handelt es sich nicht etwa um ein langsames „Wegrutschen" innerhalb eines Magnetband-Produktionszyklus, sondern um Meßwerte an einem Etalon 3. Ordnung, die nach jeweils n Frischbändern erhalten wurden. Nicht alle Magnetbänder zeigen diese Erscheinung. Sie wurde auch nur in Verbindung mit konstruktiv neuartigen Magnetköpfen beobachtet, bei denen zur Vermeidung eines vorzeitigen Abschliffes ein großer Teil des Kopfspiegels verchromt wurde. Nur in unmittelbarer Nähe der Spalte gelangt das Kernmaterial in direkten Kontakt mit der Bandoberfläche (Bild 8).

Durch Benutzung anderer geeigneter Frischbänder oder durch Schleifband konnte nach wenigen Durchläufen der ursprüngliche Wert der Wiedergabespannung wieder erreicht werden. Bild 9 zeigt die mit der Abnahme der Wiedergabespannung einhergehende Zunahme der Aufzeichnungsstromstärke für maximale Wiedergabespannung. Aus der Abstandsdämpfung läßt sich rechnerisch die Vergrößerung des effektiven Band-Kopf-Abstandes zu etwa 0,7 µm bestimmen. Sie ist, gemessen mit einem Tastschnittgerät, tatsächlich größer. Wegen der Schmiegsamkeit des Magnetbandes verringert sich jedoch der Einfluß größerer Unebenheiten, insbesondere der Welligkeit.

Als Ursache wurde erst ein Belag aus Abriebsprodukten des Magnetbandes vermutet. Nach umfangreichen Röntgen- und spektografischen sowie anderen Untersuchungen mußte diese Annahme jedoch verworfen werden. Die auf dem Kopfspiegel mit dem Mikroskop sichtbaren Zonen sind Auswaschungen, die nur bei bestimmten Materialpaarungen Band/Chrom auftreten. Die Wirkmechanismen für das Zustandekommen derartiger Erscheinungen auf verchromten Kopfspiegeln sind nicht hinreichend bekannt.

Die Frage, inwieweit die bei Präzisionsmessungen an Bändern oder Magnetköpfen auftretenden Pegelunterschiede vom Band oder vom Magnetkopf herrühren, ist darum nicht leicht zu beantworten. Allein die Verwendung von Meßmagnetköpfen schafft hierbei keine Abhilfe. Aus einer Gruppe von Meßmagnetköpfen könnte man jedoch einen Magnetkopf, der den Mittelwert der Gruppe verkörpert, ermitteln und für Präzisionsmessungen einsetzen, beispielsweise zur Herstellung von Bandetalonen. Auf der Magnetbandseite müßte analog dazu verfahren werden, so daß Drifterscheinungen des Magnetbandes durch Vergleichsmessungen in den Gruppen von denen des Magnetkopfes getrennt werden können. Das ist nicht nur ein sehr aufwendiges, sondern auch ein kostspieliges Verfahren.

Ein anderes Problem ist die Forderung: Computerbänder müssen dropoutfrei sein. Jeder bei der Prüfung hinterlegte Magnetisierungswechsel soll deshalb einen Spannungsimpuls von wenigstens 35% der mittleren Wiedergabespannungsamplitude vom Bezugsband im Lesekopf induzieren. Nicht erkannte Flußwechsel sind Spannungsimpulse unter 35%, sogenannte Dropouts. Angesichts des vorstehend besprochenen Sachverhaltes ist eine absolute Fehlerfreiheit nicht garantierbar, weil sich die Erkennungsschwelle mit der mittleren Wiedergabespannung des Prüflings relativ verändert.

Durch verschärfte Prüfbedingungen versucht man beim Magnetbandproduzenten diesen Umstand zu berücksichtigen. So wird die gesamte Aufzeichnungsfläche fortlaufend mit Magnetisierungswechseln in der für das jeweilige Aufzeichnungsverfahren maximalen Dichte belegt. Die Signalerkennungsschwelle liegt um etwa 15% über der beim späteren Einsatz im Magnet-

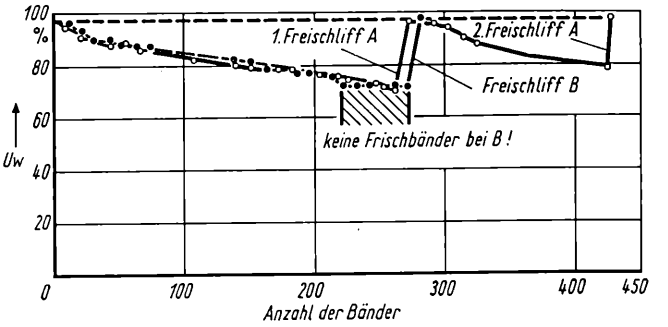


Bild 7. Abnahme der Wiedergabespannung von der Anzahl gemessener Frischbänder. Dargestellt ist die Wiedergabespannung eines Etalons 3. Ordnung. Magnetbandgeschwindigkeit 3 m/s; C_{sp} 126 Fw/mm

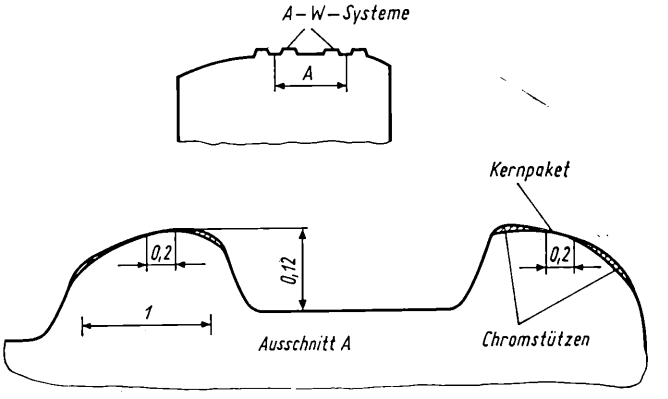


Bild 8. Profil Magnetkopf

Bild 9. Durch Abstandsdämpfung verursachte Schreibstromerhöhung. Bandgeschwindigkeit 3 m/s; C_{sp} 356 Fw/mm

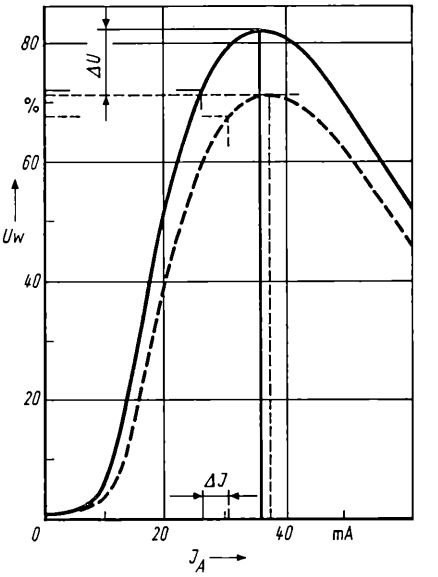
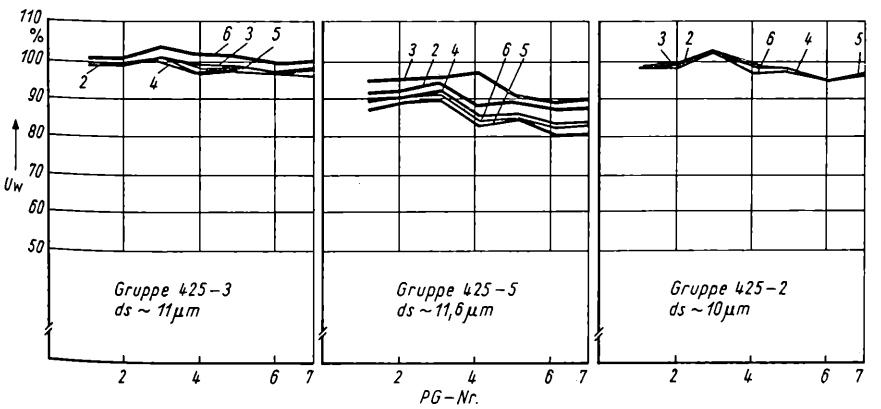


Bild 6. Einfluß der Schichtdicke auf die Vergleichsmessungen an verschiedenen Geräten. 5 Magnetbänder in jeder Gruppe, 2 Messungen je Band; Bandgeschwindigkeit 3 m/s; C_{sp} 126 Fw/mm



bandspeicher verwendeten Ansprechwelle. Bei nicht erkannten Flußwechseln werden Wiederholungsprüfungen zur Unterscheidung zufälliger Fehler vorgenommen. Der Bitzellenabstand beim Eisenoxidmagnetband beträgt z. Z. bei modernen Datenträgern 2,8 µm. Bei den heute gebräuchlichen Transportgeschwindigkeiten von 3 bis 5 m/s und Start-Stopzeiten $\leqq 3$ ms ist eine Dropout-Positionierung aber nicht mehr möglich.
Technisch beherrschbar sind Gebiete von etwa 10 mm Bandlänge, die bei Nachprüfungen ein oder mehrere Dropouts enthalten, sogenannte Fehlergebiete. Die Auflösung der Prüfapparatur ist somit 10 mm.
Eine neue Formatisierungs- und Codiermethode verwendet man bei gruppencodierter Aufzeichnung. Es lassen sich bis zu 2 fehlerhafte Spuren ohne Instruktionswiederholung kompensieren. Infolge der verwendeten 5-aus-4-bit-Wortcodierung ergeben sich mit 5 bit für denselben Informationsgehalt mehr Kombinationsmöglichkeiten für die Aufzeichnung und eine höhere Redundanz. Verwendet wird das NRZI-Aufzeichnungsverfahren, die nominelle Bitfolgefrequenz beträgt 356 Fw/mm auf dem Magnetband. Überlagerungen benachbarter Impulse im Nulldurchgang, die Verschiebung der Nullinie und Peakshift bei unterschiedlichen Bitfolgefrequenzen sind nicht mehr vernachlässigbar. Bestimmte Bitmuster sind dadurch besonders fehlerträchtig. Sie können allerdings bis zu einem gewissen Grade durch die mit 5 bit größere Kombinationsmöglichkeit weggelassen werden. Damit gewinnen aber systembedingte Einflüsse ein größeres Gewicht auf den Mechanismus der Speicherung.
Letztlich werden fehlerträchtige Bitkombinationen nicht nur vom Übertragungsverhalten Magnetband/Magnetkopf hervorgerufen, sondern in noch stärkerem Maße durch das Übertragungsverhalten der elektronischen Aufzeichnungs- und Wiedergabekanäle, insbesondere vom Modulator und Demodulator. Es wird für eine Produktionsprüfung beim Hersteller immer schwieriger, die Eigenschaften von Magnetbändern bezüglich ihres späteren Einsatzes auf verschiedensten Geräten hinreichend vorauszubestimmen und zu prüfen.

Eingegangen am 5. Oktober 1981 NaA 8798

Dipl.-Ing. *Klaus Köhler*, VEB Magnetbandfabrik Dessau, 4500 Dessau, Kochstedter Kreisstr.

Einige Probleme der Kompatibilität von Wechselplattenspeichern

G. Malinowski, Sofia

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Rechentechnik Sofia

Deskriptoren: Wechselplattenspeicher, Zuverlässigkeit, Kompatibilität, Betriebsstörungen

Es werden die Ursachen behandelt, die die Kompatibilität eines Wechselplattenspeichers beeinflussen. Analysiert werden die Faktoren, die Fehler verursachen, und zwar gesondert für den Plattenstapel, die Magnetköpfe und den kompletten Plattenspeicher. Abschließend werden Empfehlungen für die Erhöhung der Zuverlässigkeit der Geräte und den richtigen Betrieb des Wechselplattenspeichers gegeben.

Unter Kompatibilität von Wechselplattenspeichern ist die Möglichkeit zu verstehen, Informationen mit einem beliebigen Speichergerät zuverlässig zu lesen, wenn diese Informationen mit einem beliebigen anderen Speichergerät aufgezeichnet wurden. Mit anderen Worten, jede Aufzeichnung, die mit einem Speichergerät aufgenommen wurde, muß mit einem anderen Speichergerät fehlerfrei wiedergegeben werden können, bzw. der Fehler muß in bestimmten Grenzen bleiben, z. B. höchstens ein Fehler bei Verarbeitung einer Information von etwa 10^9 bit.
In der Praxis treten Fälle auf, in denen die Fehler beim Lesen einer solchen Information die zulässige Grenze wesentlich überschreiten. Diese Fehler können durch den Plattenstapel, die Magnetköpfe oder das gesamte Gerät verursacht werden.
Die Ursachen, die zu Fehlern beim Lesen einer Information führen können, werden analysiert.

1. Aufgabe

Es wird davon ausgegangen, daß bei der Informationsaufzeichnung mit einem bestimmten Gerät alle konventionellen Forderungen eingehalten werden, d. h., daß die Einrichtung mit dem Kontrollstapel (gelb CE) eingeprüft wurde und daß das Aufzeichnen unter Nennbetriebsbedingungen erfolgt. Da diese Bedingungen bekannt sind, werden sie hier nicht weiter behandelt. Beim Lesen einer so aufgezeichneten Information mit einem anderen Gerät gibt es immer eine Reihe von Faktoren, die das exakte Lesen der Information stören können. Diese Faktoren stehen in den meisten Fällen im Zusammenhang mit dem Betrieb folgender Teile der Einrichtung:

— magnetischer Informationsträger (Plattenstapel)
— elektromagnetischer Wandler (Magnetkopf)
— mechanisch-dynamisches System (zugehörige Antriebsmechanismen — Spindel, Wagen usw.).

Für den Plattenstapel, den Kopf und das Gerät werden die Ursachen, die zu Fehlern und damit zur Inkompatibilität des jeweiligen Gerätes oder des Plattenstapels führen, gesondert betrachtet.

2. Plattenstapel

Gewöhnlich geht man davon aus, daß der Plattenstapel nicht die Ursache für eine Inkompatibilität sein kann, da der magnetische Informationsträger nicht die Eigenschaft hat, die aufgezeichnete Information zu verlieren. Erforderlich ist nur, daß die aufgezeichnete Information auf geeignete Weise reproduzierbar wird, und das ist Sache des Gerätes. Das erscheint glaubwürdig, vor allem wenn man vom Mechanismus absieht, der das Aufzeichnen und Lesen der Information durchführt.
Bei Plattenspeichern wird sowohl beim Aufzeichnen als auch beim Lesen ein kontaktfreies System Kopf — Träger verwendet. Bei verschiedenen Plattenspeichern bewegt sich der Kopf in einem relativ geringen Abstand, der bis zu 0,5 µm herab reichen kann, wobei es dann einleuchtend ist, daß zwischen Kopf und Informationsträger kurzfristig Kontakte auftreten können. Im Moment eines Kontaktes zwischen Kopf und Informationsträger wird die Einrichtung offensichtlich meist einen Fehler registrieren. Folglich gilt, daß dann, wenn ein Plattenstapel so hergestellt wurde, daß bei seinem Einsatz Kontakte des Kopfes mit der Oberfläche auftreten, er selbst die Inkompatibilität verursacht.
Was können die Ursachen für einen Kontakt Kopf und Oberfläche des Plattenstapels sein? Allgemein sind das Unebenheiten des Aluminiumträgers und in der Lackschicht, eine unzureichend harte Lackschicht, schlechte Balance des Plattenstapels, Schlagen einzelner Platten und andere Faktoren, die zu Vibrationen der Magnetplatte führen, insbesondere wenn sich der Magnetkopf darüber bewegt.
Ideale Abtastbedingungen zwischen Kopf und Oberfläche zu erreichen ist nicht nur Sache des Kopfes und des Gerätes, sondern auch des Plattenstapels. Gerade darin liegt die Rolle des Plattenstapels bei der Gewährleistung einer guten Zuverlässigkeit und Kompatibilität des verwendeten Systems Gerät/Plattenstapel.

3. Magnetköpfe

Der Magnetkopf wird unabhängig vom Gerät mit seinen spezi-

fischen Besonderheiten betrachtet. Kontakte des Kopfes mit der Oberfläche können durch falschen Hub- und Senkwinkel verursacht werden, durch eine schlechte Oberfläche des schwimmenden Kopfes, durch Poren, Rauhigkeit, Unebenheiten, schlechte Rahmenfeder, schlechten Stab und falsche Querlage des beweglichen Körpers gegenüber der Halterung. Bei Kontakten des Kopfes mit der Oberfläche setzen sich insbesondere im Belastungsbereich des Kopfes Teile der Ferrolackschicht in die Poren. Beim Reinigen können sie nicht beseitigt werden, und bei jedem nachfolgenden Kontakt sammelt sich immer mehr Ferrolack an. Der Ferrolack wirkt stark abrasiv und hat eine sehr gute Adhäsion zur Keramik des beweglichen Körpers. Bei einem Kontakt zwischen Kopf und Magnetoberfläche erhöht sich die Temperatur an der Berührungsstelle, wodurch auch die Adhäsion erhöht wird. Ist Ferrolack an der magnetischen Oberfläche des Kopfes vorhanden, so ist das ein zuverlässiger Hinweis dafür, daß dieser Kopf immer mehr Fehler liefern wird.

4. Magnetplattengerät

Wie bereits festgestellt, haben sowohl die Konstruktion als auch die Mechanik des Magnetplattengerätes eine erhebliche Bedeutung für das fehlerfreie Lesen der auf einem Plattenstapel gespeicherten Informationen. Diese Frage wird von vielen Autoren erörtert, und es ist leicht festzustellen, daß für die Gewährleistung einer zuverlässigen Kompatibilität das Positionierungssystem sehr wichtig ist. Es besteht aus dem die Magnetköpfe tragenden Wagen, den zugehörigen Antrieben, Lagern und Führungen sowie der Motorspule. Bei Magnetplattengeräten ohne Servoflächen muß auch noch das System hinzugerechnet werden, das zum Geberzylinder gehört. Geht man von der Breite der aufgezeichneten Spur aus, die bei 29-MByte-Geräten gleich 0,175 mm, bei 100 MByte 0,110 mm und bei 200 MByte 0,055 mm beträgt, so machen die Verluste bei der Signalwiedergabe für den ersten Fall (29 MByte) etwa 2 dB, bei 100 MByte etwa 4 dB und bei 200 MByte etwa 10 dB aus. Auf den ersten Blick sind das zulässige Werte, die jedoch nicht für die Praxis ausreichen, da zusätzliche Verluste durch eine Reihe von anderen Faktoren hervorgerufen werden, wie die Störungen von den Nachbarspuren, abweichende Toleranzen für die unterschiedlichen Geräte und die einzelnen Plattenstapel.
Es läßt sich errechnen, daß zur Gewährleistung einer vollständigen Austauschbarkeit der Plattenstapel und der Kompatibilität von zwei Geräten, wenn mit dem einen die Information bei der niedrigsten zulässigen Betriebstemperatur aufgezeichnet und mit dem anderen diese Information bei der höchsten zulässigen Betriebstemperatur gelesen wird, die maximal zulässige mechanische Abweichung des Positionierungssystems 0,008 mm nicht überschreiten darf (dieser Wert gilt für 200-MByte-Geräte). Bei den Ungenauigkeiten des Positionierungssystems muß in erster Linie die Abweichung des Wagens mit den Köpfen in den drei Ebenen X, Y und Z berücksichtigt werden, bezogen auf die Bewegungsrichtung. Diese Abweichungen sind durch drei Winkel definiert, die als Angriffswinkel (pitch), Aufsetzwinkel (roll) und Torsionswinkel (yaw) bekannt sind. Gewöhnlich treten sie infolge einer gewissen Exentrizität der Kugeln des Wagenlagers oder unzureichend präziser Bearbeitung der Wagenantriebe usw. auf.
Ein anderer Faktor, der die Kompatibilität des Gerätes beeinflußt, ist die Lage der Köpfe des Wagens gegenüber der Plattenoberfläche. Es handelt sich darum, daß die Köpfe im Moment der Annäherung an die Magnetplattenoberfläche einen etwa gleichen Abstand zu ihr haben. Oft treten Fälle auf, in denen sich für einen gegebenen Plattenstapel einer der Köpfe, z. B. der obere, unmittelbar an der Magnetplattenoberfläche und der andere, der untere, in einem Abstand von 1,5 bis 2 mm befindet. Die ungleichmäßige Heranführung der Köpfe an die Magnetplattenoberfläche ist von großer Bedeutung, was jedoch häufig nicht beachtet wird. Sie wirkt sich folgendermaßen aus:

— der sehr nahe an die Magnetplattenoberfläche herangeführte Kopf wird aus den oben angeführten Gründen immer zum Kontaktieren neigen
— der nahe herangeführte Kopf arbeitet faktisch in der Einrichtung bei gerader Feder, d. h., die Andruckkraft der Feder beträgt etwa 350 g, was bei gerader Feder gefordert wird
— der bis auf einen Abstand von 1,5 bis 2,0 mm an die Magnetplattenoberfläche herangeführte Kopf senkt sich bei Belastung und vermindert dadurch den Andruck der Feder. Hierbei kann die Andruckkraft von 350 g auf 200 g sinken. Es ist klar, daß bei einem derart verminderten Andruck der Kopf die normalen Parameter nicht einhält, er wird sich wie ein „schwacher" Kopf verhalten oder sehr viel Fehler verursachen.

Weitere Faktoren für die Instabilität sind die Elektronik des Servosystems, der Positionierung sowie thermische Instabilität der die Spindel mit dem Plattenstapel tragenden Grundplatte und des Wagens mit den Köpfen und das Schlagen der Spindel, was bei zusätzlicher Disbalance des Plattenstapels zu Kontakten zwischen Kopf und Plattenoberfläche führen kann.
Eine ernst zu nehmende Ursache, die eine gute Kompatibilität der Geräte verhindert, ist der Staubgehalt der Umgebung.
Staub in der Zone Kopf — Plattenstapel kann nicht nur zu momentanen Fehlern, sondern auch zu einer Haftung des Kopfes an der Oberfläche führen, wobei die Einrichtung beschädigt werden kann. Die Ursache für fehlende Staubfreiheit der Umgebung ist sowohl im Gerät selbst als auch im Raum zu suchen, in dem das Gerät arbeitet. Bezüglich des Gerätes sind folgende Faktoren zu berücksichtigen:

— Staub im Gerät — bereits bei der Montage können unzureichend saubere Stellen hinterlassen werden
— Bedingungen, die aus konstruktiven oder montagetechnischen Gründen das Absondern harter Teilchen begünstigen — Reibung des Kopfes, Reibung des Indexgebers, Reibung des Deckelträgers usw.
— unzureichender Schutz gegen äußeren Staub — schlecht eingesetzte Filter, schlecht schließender Außendeckel.

Die Hauptursache für das Eindringen von Staub in die Zone Kopf — Plattenstapel ist in der Umgebung, in der das Gerät arbeitet, zu suchen.

5. Zusammenfassung

Die diskutierten Faktoren, die die Kompatibilität von Magnetplattenspeichern mehr oder weniger beeinflussen, befreien den Anwender nicht davon, eine Reihe von Maßnahmen zu treffen. Zunächst ist es wichtig, eine geeignete Klimatisierung und Sauberkeit in dem Raum zu gewährleisten, in dem das Gerät betrieben wird.
Täglich sind an dem Gerät, mit dem gearbeitet wird, folgende Wartungsarbeiten auszuführen:

— Reinigen der Köpfe mit Isopropylalkohol. Besonders ist zu beachten, daß das leicht und ohne Druck erfolgt, um den Angriffswinkel und den Aufsetzwinkel nicht zu verändern.
— Reinigen der Zone, auf die der Stapel aufgesetzt wird. Es ist darauf zu achten, daß keine Staub- oder Farbspuren, keine Metall- und Plastspäne oder andere Fremdkörper vorhanden sind.
— Kritische Sichtkontrolle des Deckels der Einrichtung. Es ist wichtig, daß die Polyurethandichtungen unbeschädigt sind, der Deckel muß fest schließen, in den Kugellagern darf sich kein Staub absetzen, es dürfen keine Farbspuren oder Plastspäne vorhanden sein.
— Sichtkontrolle der Filter. Sie dürfen nicht staubgefährdet und keine Quelle von Staub sein.
— Sichtkontrolle des Spindelriemens. Dort dürfen weder Staub noch Gummiabrieb vorhanden sein.

Monatlich oder periodisch in größeren Zeitabständen (je nach Betrieb) ist die Stahlblechverkleidung im Bereich des Plattenstapels abzunehmen und die Trägerplatte gründlich zu reinigen. Besondere Aufmerksamkeit ist den Antrieben und den Führungen des Wagens, der die Magnetköpfe trägt, zu widmen.
Beim Betrieb sind die Eigenschwingungen des Gerätes kontinuierlich zu kontrollieren. Erhöhen sich die Schwingungen, ist der Plattenstapel unverzüglich abzunehmen und die Ursachen für die Erhöhung der Eigenschwingungen zu beseitigen.
Korrekter und umsichtiger Umgang mit dem Magnetplattenspeicher ist eine Garantie für die Erhöhung seiner Zuverlässigkeit und Betriebsstabilität.

Eingegangen am 5. Oktober 1981 NaA 8797

Fortsetzung auf Seite 278

Visuelle Wiedergabe von Informationen mit Magnetaufzeichnung

W. G. Patrunow, Moskau, UdSSR

Mitteilung aus dem Moskauer Bergbauinstitut

Deskriptoren: Display, großflächig, flach; magnetischer Druck, Magnetkopf

Die elektrische Wiedergabe von auf Magnetträgern aufgezeichneten Informationen ist die häufigste, jedoch nicht die einzige Art der Wiedergabe. Bekannt sind einige Verfahren für die visuelle Wiedergabe von auf Magnetträgern aufgezeichneten Informationen. Unter ihnen besteht das einfachste darin, die Informationen mit einem Pulver sichtbar zu machen [1] [2].

Die visuelle Wiedergabe von Informationen von einem Magnetträger stellt sowohl ein Mittel zur Untersuchung der Physik und Technologie der magnetischen Aufzeichnung dar als auch die Grundlage für die Schaffung von Einrichtungen zur Erzeugung von bildlichen Wiedergaben [3] [4] [5] [6].

Der Prozeß der Abbildung auf Papier, der auf der visuellen Wiedergabe der Magnetaufzeichnung mit Pulver basiert, wird als Ferrografie bezeichnet. Dieser Prozeß besteht aus folgenden Stadien:

1. Aufzeichnen der Darstellung auf einen Magnetträger mit Magnetköpfen
2. Sichtbarmachung („Entwicklung") dieser Darstellung mit einem Pulver
3. Übertragung der Pulver-Darstellung auf Papier, auf dem sie endgültig fixiert wird
4. Reinigen des Magnetträgers von den Resten des übertragenden Pulvers und Löschen des Trägers (wenn die wiederzugebende Darstellung gewechselt wird).

Als eine der anschlagfreien Druckarten hat die Ferrografie von der Technik der üblichen Magnetaufzeichnung eine Reihe von Vorzügen übernommen (einfache Aufzeichnung, Verfügbarkeit der verwendeten Materialien, leichtes Kopieren usw.). In Ausgabeeinrichtungen von EDVA wird sie bereits angewendet. Die wichtigsten Nachteile der ferrografischen Registrierung sind der mehrstufige Prozeß der Erzeugung der Darstellung und die daraus folgende Kompliziertheit der hardwaremäßigen Realisierung.

Die Wiedergabe von Informationen auf dem Bildschirm kann ebenfalls mit ferromagnetischen Prinzipien gelöst werden. Dabei wird der ferromagnetische Prozeß im Stadium der Sichtbarmachung abgebrochen. Somit lassen sich die in technologischer und energetischer Beziehung schwierigeren Stadien des Prozesses umgehen, nämlich Übertragen der Darstellung auf Papier und Fixierung.

Vom Autor wurde gemeinsam mit *M. G. Arutjunow* ein Schema für eine ferrografische Wiedergabeeinrichtung vorgeschlagen, die nachfolgend als ferromagnetisches Display (FD) bezeichnet wird (Bild 1) [7].

Das FD besteht aus einem ebenen zweischichtigen Magnetträger 1 mit der Basis 2, über die die magnetische Aufzeichnung der wiederzugebenden Informationen 3 mit einem Block von Magnetköpfen 4 erfolgt. Auf der gegenüberliegenden Seite wird der Magnetträger kontinuierlich mit einer dispergierten Suspension eines Magnetpulvers sichtbar gemacht, die durch die Pumpe 5 in Bewegung gesetzt wird. Im Ergebnis bildet das FD die aufgezeichnete Information 6 kontinuierlich ab.

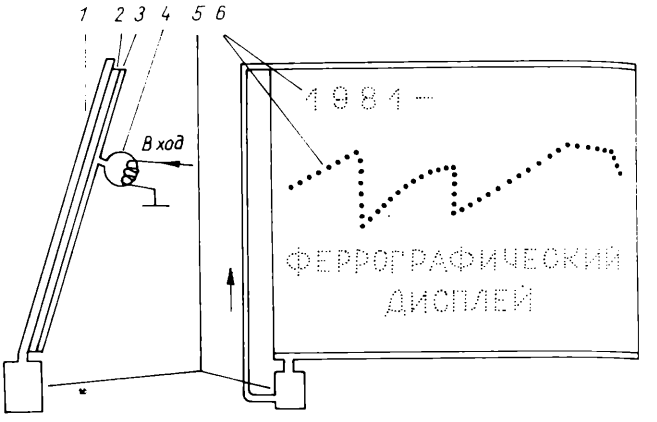


Bild 1. Prinzipaufbau des Ferrodisplays

Das FD unterscheidet sich somit von den üblichen Einrichtungen für Magnetaufzeichnung durch folgende Merkmale:

1. Der Magnetkopfblock erzeugt eine zweidimensionale Abbildung auf einem unbeweglichen Träger.
2. Die Einrichtung zur visuellen Wiedergabe, die sich auf der von den Aufzeichnungsköpfen abgewandten Seite des Magnetträgers befindet, macht die Darstellung kontinuierlich sichtbar.

Die Vorzüge eines FD in der vorgeschlagenen Konstruktion bestehen in folgendem:

1. Die Magnetköpfe und die Einrichtung zur visuellen Wiedergabe können unabhängig voneinander wirken. So wird insbesondere die Betriebsweise der kontinuierlichen Sichtbarmachung des Magnetträgers möglich.
2. Die Spalte der Magnetköpfe werden nicht durch das Pulver verstopft (eine der sonst schwierigen Fragen bei der Konstruktion von ferromagnetischen Registratoren).

Gleichzeitig verlangt diese Konstruktion des FD entweder eine kontaktfreie Aufzeichnung und kontaktierte Sichtbarmachung oder umgekehrt eine kontaktierte Aufzeichnung und kontaktfreie Sichtbarmachung des Magnetträgers.

Der Magnetträger des FD unterscheidet sich von den bei Magnetaufzeichnungen verwendeten lediglich durch seine Form (Rechteck oder Quadrat) und durch seine Abmessungen. Die Forderungen der Sichtbarmachung mit einem Pulver machen es zweckmäßig, Magnetträger auf Plastgundlage mit einer Koerzitivkraft im Bereich $H_c = 150$ bis 250 A/cm mit einer Schichtdicke von 10 bis 20 μm zu verwenden.

1. Auswahl der visuellen Wiedergabe

Die Auswahl der Art des Sichtbarmachens wird durch die Orte des Maximums der magnetischen Kraftwirkungen bestimmt. Bekanntlich ist das Magnetfeld eines Ringkopfes mit unendlich schmalem Spalt so wie das Feld eines Leiters mit dem Strom I (Leiterkopf) der Größe der Durchflutung proportional reziprok zur Entfernung R zum Aufpunkt (Aufzeichnungsebene)

$$H = \frac{I\,w}{R}. \qquad (1)$$

Fortsetzung von Seite 277

Literatur

[1] *Herlinger, J. E.; Barnes, J. R.:* A Faster Tougher Disc Drive for Small Computer Systems. Hewlett-Packard Journal (1972) 5, S. 2–5
[2] *Herlinger, J. E.; Lloyd, W. L.:* Inside the Disc Drive. Hewlett-Packard-Journal (1972) 5, S. 6–11
[3] *Girdner, W. I.; Overton, W. H.:* Reading and Writing on the Fast Disc. Hewlett-Packard-Journal (1972) 5, S. 12–14
[4] *Stickel, H. P.:* New 50-Megabyte Disc Drive: High Performance and Reliability from High Technology Design. Hewlett-Packard-Journal (1976) 2, S. 2–15
[5] *Bremer, J. W.:* Hardware Technology in the Year 2001. Computer, (1976) 12, S. 31–36
[6] *Cardew, A. S.:* Surface Smoothness Measurement. CME (1977) 3, S. 80–83

Dipl.-Ing. *Georgi Malinowski*, Zentralinstitut für Rechentechnik Sofia, Bulgarien 1113 Sofia, Boul. Lenin 7 km

Dabei gilt für die Komponenten des Feldes entlang der Oberfläche des Magnetträgers (H_x) und senkrecht dazu (H_y)

$$H_x = \frac{I w_y}{x^2 + y^2}, \tag{2}$$

$$H_y = \frac{I w_x}{x^2 + y^2}. \tag{3}$$

Nach dem Reziprozitätstheorem ist der Fluß im Kern des Wiedergabekopfes definiert durch die Multiplikation der Funktion des Feldes des Wiedergabekopfes $H(x, y)$ mit der Funktion der Magnetisierung des Bandes $M(x, y)$. Für den Fall, daß im Arbeitsspalt ein Einzel-Magnetisierungspuls M_0 auftritt, wird der Fluß im Kopf proportional der Feldfunktion des Kopfes. Die Konfiguration des Feldes in einem Abstand $y > \delta$ (Bild 2, δ ist die Breite des Kopfspalts des Wiedergabekopfes) wird durch

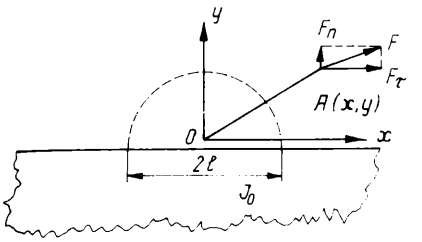


Bild 2
Zur Ableitung der Wechselwirkung

nachstehende Gleichungen definiert, die nach ihrer Struktur den Gln. (2) und (3) ähnlich sind:

$$H_x = -\frac{M_0 l}{2\pi} \frac{y}{y^2 + x^2}, \tag{4}$$

$$H_y = \frac{M_0 l}{2\pi} \frac{x}{x^2 + y^2}. \tag{5}$$

Die Gln. (4) und (5) sind bei $2l$ (Spurhöhe des Aufzeichnungskopfes) für die Berechnung des Ferrodisplays anwendbar.
Tatsächlich wird bei ferrografischen Einrichtungen sowohl für die Registrierung als auch für die Wiedergabe der Information üblicherweise eine Impulsaufzeichnung mit Zwischenräumen verwendet. Sie läßt sich mit einem Magnetpol mit der Amplitude M_0 und der Länge $2l$ approximieren. Der Unterschied zwischen einem Ferrodisplay und einem Gerät für die übliche Magnetaufzeichnung besteht lediglich darin, daß im ersten Fall der Magnetträger unbeweglich ist, während sich die Wiedergabevorrichtung — das Magnetpulver — bewegt. Bei Magnetaufzeichnung dagegen bewegt sich der Magnetträger mit einer konstanten Geschwindigkeit am unbeweglichen Kopf vorbei. Man kann also davon ausgehen, daß der Magnetfluß durch den Strahl des Magnetpulvers (ein Medium mit einer relativen Permeabilität μ_{rel} in der Größenordnung von einigen Einheiten) in der Ferrografie dem Magnetfluß durch den Kern des Wiedergabekopfes äquivalent ist.
Die auf die einzelnen Teilchen des Magnetpulvers einwirkenden Kräfte des Magnetfeldes sind durch die Arkadjew-Gleichung [8] definiert:

$$F = \varkappa_0 \frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}R} H V \tag{6}$$

($\varkappa_0$ magnetische Permeabilität eines Pulverteilchens, V Volumen des Teilchens, $\mathrm{d}H/\mathrm{d}R$ Gradient des Magnetfeldes in Richtung der Bewegung des Pulvers).
Beim Ferrodisplay bewegt sich das Pulver in der Hauptsache entlang der Oberfläche des Magnetträgers, und $\mathrm{d}H/\mathrm{d}R$ ist durch $\mathrm{d}H/\mathrm{d}\varkappa$ zu ersetzen. Hieraus folgt $F = F_x$ und unter Berücksichtigung der Gln. (4), (5) und (6)

$$F = \varkappa_0 v \left(H_x \frac{\partial H_x}{\partial x} + H_y \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) = \frac{M_0^2 l^2 x}{4\pi^2 (x^2 + y^2)^2}. \tag{7}$$

Vergleicht man die Gln. (1) bis (3) mit Gl. (7), so zeigt sich, daß sich das Feld von einem Aufzeichnungskopf proportional zum Abstand zur Aufzeichnungsebene vermindert, während sich die magnetischen Kraftwirkungen proportional zur dritten Potenz des Abstands zum Pol, d. h. der Kontaktstelle zwischen Kopf und Magnetträger, vermindern. Somit ist aus energetischer Sicht das Schema „kontaktfreie Aufzeichnung — kontaktierende Sichtbarmachung" dem Schema „kontaktierende Aufzeichnung — kontaktfreie Sichtbarmachung" vorzuziehen.
In der Praxis läßt sich das erste Schema jedoch nur bei metallischen bzw. metallisierten Magnetträgern realisieren. Bei Magnetträgern auf Plastgrundlage mit einer Ferritbeschichtung führt die kontaktierende Sichtbarmachung wegen der braunen Farbe des Hintergrunds zu einer kontrastarmen Wiedergabe. In diesem Fall ist die Basis des Magnetträgers weiß einzufärben und die Magnetaufzeichnung von der Basisseite her sichtbar zu machen, wie im Bild 1 zu sehen.
Gleichung (7) zeigt, daß die Dicke der Basis des Magnetträgers und der färbenden Weißschicht (y) minimal sein müssen.

2. Auswahl der Aufzeichnungsköpfe

Der Block der Aufzeichnungsköpfe muß auf dem flachen Magnetträger eine zweidimensionale Abbildung erzeugen, die die wiederzugebende Information in verdeckter magnetischer Form darstellt.
Für die Erzeugung der zweidimensionalen Abbildung wurden Blöcke von Aufzeichnungsköpfen unterschiedlicher Konstruktion untersucht:

1. Linearer Block mit Ring- oder Leiterköpfen
2. Flächenblock mit Leiterköpfen, segmentiert
3. Flächenblock mit Leiterköpfen, bestehend aus einem Gitter senkrecht zueinander angeordneter Stromschienen, nach dem Prinzip der Stromkoinzidenz.

Prinzipiell läßt sich die Aufzeichnung einer zweidimensionalen Darstellung mit einem Einzelkopf oder mit einem Block aus K Köpfen für Impulsaufzeichnung bei beliebiger Abtastart realisieren. Der Zeitbedarf für die Aufzeichnung auf einer Fläche mit den Abmessungen $a \times b$ mit einer Auflösung von r Linien/mm beträgt dabei

$$t = \frac{a\, b\, r}{K\, v} \tag{8}$$

(v mittlere Bewegungsgeschwindigkeit des Kopfes).

Berücksichtigt man, daß üblicherweise eine Auflösung von mindestens $r = 4$ bis 5 Linien/mm erforderlich ist, so wird die Zeit bei Aufzeichnung mit einem Einzelkopf auf einer Fläche in der Größenordnung 1 m² unannehmbar.
Eine Vergrößerung der Abmessungen des Blockes auf die Größe einer Seite der Fläche setzt die Zusammenfassung von ar bzw. br Köpfen zu einem Block voraus und macht das Aufzeichnungssystem zu einem Einkoordinatensystem. Gegenwärtig ist es jedoch noch sehr schwierig, einen Block von Ringköpfen mit mehr als einigen hundert Köpfen herzustellen, selbst wenn man berücksichtigt, daß die Magnetköpfe für die Ferrografie ohne die Funktion der elektrischen Wiedergabe von einfacherer Konstruktion sein können.
Bild 3 zeigt ein Beispiel für die vereinfachte Konstruktion eines Blockes von Köpfen. Hier wird der Betriebsspalt des Kopfes 2 zwischen dem zentralen Magnetleiter 1, der keine Wicklung trägt, und der seitlichen Magnetleitung 3 gebildet, die die Wicklung 4 trägt. Die benachbarten Magnetleiter werden in unterschiedlicher Länge gewählt, um die Wicklungen besser anordnen zu können. Die seitlichen Magnetleiter werden an den verschiedenen Seiten des zentralen Magnetleiters mit einer Verschiebung um die Breite des Magnetleiters eines Kopfes angebracht. Somit

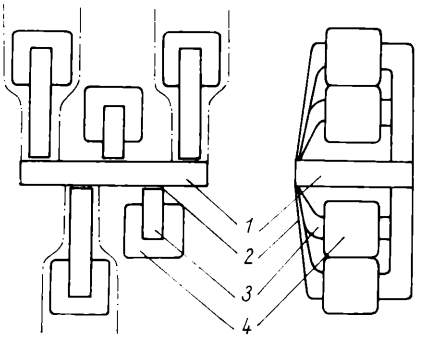


Bild 3
Vereinfachte Konstruktion eines Kopfblockes

erreicht man $r = 4$ bis 5 Linien/mm. Dabei ist jedoch die versetzte Anordnung der Arbeitsspalten der benachbarten Köpfe zu berücksichtigen, was bestimmte Anforderungen an die Zeichengeneratoren stellt.

Eine Alternative zum linearen Kopfblock, der von einem Führungssystem in einer oder in zwei Richtungen bewegt wird, ist ein unbeweglicher Flächenblock mit Leiterköpfen, der in Form von Aufzeichnungsschienen besteht, die direkt auf die Oberfläche des Magnetträgers aufgetragen sind. Diese Aufzeichnungsschienen können mit den in der Dünnschichttechnik der Mikroelektronik angewendeten Methoden hergestellt werden.

Die Aufzeichnungsschienen des Ferrodisplays können in einer oder in zwei Ebenen angeordnet werden. Die Anordnung in einer Ebene führt zu Leiterköpfen des Segmenttyps, bei denen jede wiederzugebende Figur oder Ziffer aus mindestens 9 bis 10 Strichelementen besteht.

Die Anzahl der Anschlüsse

$$N = \frac{a\,b\,n}{S}$$

(S Fläche der Figur, z. B. einer Ziffer, bestehend aus n Strichen) wird in erster Linie durch die Anzahl der Positionen bestimmt, in denen die wiederzugebenden Figuren ($a\,b/S$) angeordnet werden. Sie nimmt mit den Abmessungen der Gesamtfläche $a\,b$ stark zu. Weitere offensichtliche Nachteile eines Ferrodisplays mit Segmentköpfen sind der begrenzte Zeichenvorrat der wiederzugebenden Information und die starre Auswahl der Positionskoordinaten, in denen die Informationen angeordnet werden müssen.

Dennoch kann das beschriebene Prinzip bei Ferrodisplays mit begrenztem Umfang der zu wechselnden Informationen, die mit relativ großen Zeichen wiedergegeben werden kann, angewendet werden (z. B. wechselnde Anzeigen-Mitteilungen, Tableaus, Zeit- und Temperaturanzeiger u. a.).

Die Anordnung in zwei Ebenen nutzt die Schwellwerteigenschaften der nichtlinearen Magnetisierungskurve des Magnetträgers und das Prinzip der Strom-Koinzidenz aus.

Bei der Ferrografie wird die Nichtlinearität der Magnetisierungskurve des Magnetträgers verstärkt durch die Nichtlinearität des Prozesses der Sichtbarmachung durch Pulver [siehe Gl. (7)] und durch das Wirken äußerer Kräfte bei der Sichtbarmachung, die den magnetischen Kräften entgegenwirken (z. B. Gewicht der Pulverteilchen). Alle diese Umstände machen die Schwelle der Sichtbarmachung ausreichend hoch und deutlich ausgeprägt, so daß die Anwendung des Prinzips der Strom-Koinzidenz möglich wird.

Zur Erzeugung der Abbildung wurde ein Magnetträger mit zwei senkrecht zueinander angeordneten Schienengittern vorgeschlagen, die auf seine Oberfläche aufgetragen sind, was einer Integration von Magnetträger und Kopfblock entsprach.

Die Kreuzung der leitenden Schienen unter einem Winkel von 90°, was eine maximale Auflösung gewährleistet, war wenig zufriedenstellend, da das resultierende Magnetfeld in dem gewählten Punkt von zwei zueinander senkrechten Feldern erzeugt wurde. Aus diesem Grunde wurde ein Gitter aus zwei zueinander senkrechten (rechtwinkligen) Schienen gewählt, die einen kleinen parallelen Abschnitt haben [10] [11] (Bild 4).

In diesem Abschnitt erfolgt eine arithmetische und nicht eine geometrische Addition der Magnetfelder, was zu einer Verminderung der Einzelströme führt und die Schwelle der irreversiblen Magnetisierung als Funktion der Feldstärke, die vom Einzelstrom erzeugt wird, erhöht.

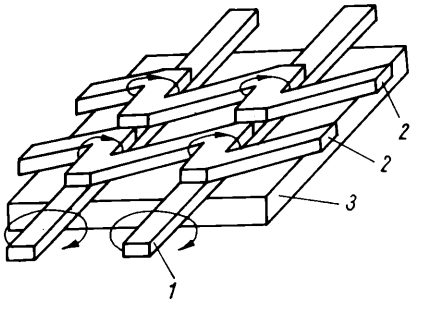


Bild 4
Kopfgitter zur Aufzeichnung mit zwei senkrecht zueinander stehenden Schienen

Die Anzahl der für einen solchen Kopfblock erforderlichen Anschlüsse beträgt $N = a\,b/r^2$. Das gilt unter der Voraussetzung, daß die Auflösung r in Längs- und Querrichtung des Magnetträgers als gleich vorausgesetzt wird.

Bei der Projektierung des Blocks muß man die Induktivität der Aufzeichnungsschienen berücksichtigen, die ihrerseits durch die Abmessungen der Fläche bestimmt ist.

Das Ferrodisplay läßt auch eine Korrektur der Abbildung von Hand unter Verwendung eines Magnetgriffels oder anderer Mittel zu. Zum Löschen der Abbildung können die gleichen Magnetköpfe wie zur Aufzeichnung verwendet werden. Löschen kann man dadurch, daß nacheinander dem Kopf eine Serie aus zwei Impulsen unterschiedlicher Polarität zugeführt wird. Dabei hat der zweite Impuls eine wesentlich kleinere Amplitude als der erste [12].

3. Auswahl des Schemas der Sichtbarmachung

Sowohl für die Sichtbarmachung elektrostatischer als auch magnetischer Darstellungen sind zwei Verfahren möglich: das flüssige und das trockene. Das Flüssigkeitsverfahren gewährleistet bessere Auflösung und geringeres Verschleiern der freien Stellen. Es erfordert jedoch die Verwendung einer teuren Flüssigkeit, an die komplizierte, ja mitunter widersprüchliche Forderungen gestellt werden: leichte Verdampfbarkeit und Unbrennbarkeit, chemisch inertes Verhalten gegenüber dem Medium, auf dem die Abbildung aufgezeichnet ist, Ungiftigkeit, Stabilität der Pulversuspension u. a.

Aus diesen Gründen wird für registrierende Einrichtungen nach elektrofotografischen (xerografischen), elektrostatischen und ferrografischen Verfahren fast ausschließlich das Trockenverfahren angewendet. Bei den Wiedergabeeinrichtungen wird jedoch im Unterschied zu den Registriereinrichtungen das Pulver nicht verbraucht, und das Entwicklungssystem kann als geschlossenes System ausgeführt werden. In diesem Fall erscheint das Flüssigkeitsverfahren der Sichtbarmachung wieder vorteilhaft.

Bild 1 zeigt, daß bei dem behandelten Ferrodisplay für den Transport des flüssigen „Entwicklers" eine Pumpe verwendet wird, die den Entwickler ununterbrochen in der Einrichtung nach oben drückt. Durch einen schmalen Schlitz über dem oberen Rand des Schirms gelangt der Entwickler auf die Außenfläche des Schirms, die mit einer Glasplatte abgeschlossen ist. Der Anwender sieht also das Pulverbild auf dem Bildschirm im Verlauf seiner ununterbrochenen Entwicklung. Wegen der geringen Konzentration des Entwicklerpulvers in der Flüssigkeit ändert sich der Kontrast der Abbildung dadurch kaum.

Als Flüssigkeit für den Entwickler wird gegenwärtig „White-Sprit" verwendet. Benzin ruft ebenfalls keine Deformierung des Magnetträgers auf Plastgrundlage hervor.

Als Entwicklerpulver ist ein feines (Körnung 1 bis 2 µm) Magnetpulver aus einem Material mit hoher magnetischer Permeabilität zu verwenden, dessen Farbe mit der zu entwickelnden Oberfläche einen guten Kontrast liefern muß. Die Forderungen nach kleinen Abmessungen und nach Homogenität der Form stehen im Zusammenhang mit der Notwendigkeit, eine hohe Auflösung zu erreichen. Andererseits hängen auch die magnetischen Eigenschaften des Pulvers von seiner Form und von seinen Abmessungen ab [1].

Als am günstigsten erwies sich ein Pulver aus Karbonyleisen. Die chemische Reinheit des Eisens gewährleistet relativ gute magnetische Eigenschaften und die dunkelgraue Farbe bildet einen großen Kontrast zu der weiß eingefärbten Basis (siehe Abschn. 1.), auf der die visuelle Wiedergabe erfolgt. Innerhalb einer Zeit von wenigen Sekunden wird die Abbildung auf dem Schirm vollständig entwickelt.

4. Zusammenfassung

Die Untersuchungen weisen die prinzipiellen Möglichkeiten für die Schaffung eines ferrografischen Displays nach, das ungeachtet seiner geringeren Geschwindigkeit im Vergleich zu einem Elektronenstrahldisplay diesem gegenüber gewisse Vorzüge hat:

1. Größere Abmessungen (die letztendlich durch die Schwierigkeiten der Entwicklung eines größeren Kopfblocks und durch die Aufzeichnungszeit begrenzt werden)
2. flache Konstruktion

3. Reflexionsdisplay, das entsprechend der Augenhygiene besser als ein leuchtendes Display ist
4. geringere Kosten
5. längere Lebensdauer.

Eingegangen am 5. Oktober 1981 NaA 8787

Literatur

[1] *Arutjunow, M. G.; Patrunow, W. G.:* Ferrografie – magnetischer Schnelldruck. Moskau: Energija 1964
[2] *Arutjunow, M. G.; Markowitsch, W. D.:* Schnell-Ein- und -Ausgabe von Informationen. Moskau: Energija 1970
[3] *Guckenburg, W.:* Sichtbarmachung von magnetischen Schallaufzeichnungen. Funk und Ton 8 (1954) 11
[4] *Guckenburg, W.:* The process of the magnetization of magnetic tape. Journal of SMPTE 65 (1956) 12
[5] *Youngquist, R.; Hills, A.; Hanes, R.:* Magnetic reader. USP Nr. 301 3206
[6] Data processing topics 6 (1964) 12
[7] *Patrunow, W. G.; Arutjunow, M. G.:* Verfahren zur Erzeugung von magnetografischen Darstellungen. Urheberschein UdSSR Nr. 140085
[8] *Arkadjew, W. K.:* Elektromagnetische Prozesse in Metallen. Teil 1. ONTI
[9] Physik der Magnetaufzeichnung. Übers. aus dem Englischen. Moskau: Energija 1967
[10] *Prochorow, W. P.; Nazin, L. F.:* Kopf-Block für ferrografische Aufzeichnung Urheberschein UdSSR Nr. 489073
[11] *Prochorow, W. P.; Melkumow, L. G.; Pedunez, N. I.:* Fragen der Auswahl der konstruktiven Parameter einer ferrografischen Einrichtung zur Informationswiedergabe. Referatkarten, ZNIEI Kohle, Nr. 6 (52), 1974
[12] *Arutjunow, M. G.; Chwostow, N. J.:* Impulsmagnetisierung von Magnetträgern. Technika kino i telewidenija (1962) 8

Prof. *Wladimir Georgi Patrunow*, Moskauer Bergbauinstitut, Lehrstuhl APA, UdSSR 117935 Moskau, Leninski-Prospekt 6

Beitrag zur Normung des digitalen Fernsehens

W. Zühlke, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet.

Deskriptoren: Fernsehen, digital, analog; Normung, Kompatibilität

In der Zukunft wird es mehrere digitale Fernsehnormen geben, die sich im wesentlichen in ihrer Detailauflösung unterscheiden. Es werden hier die Möglichkeiten diskutiert, wie bei bestimmten Verhältnissen zwischen den horizontalen und vertikalen Auflösungen einfache Normenwandlungen durchgeführt werden können, so daß Übertragung und Darstellung der Signale auch auf digitalen Übertragungsstrecken bzw. Bildwiedergabeeinrichtungen einer anderen Norm vorgenommen werden können. Im weiteren wird darauf hingewiesen, daß es für Hi-Fi-Fernsehen noch andere Gesichtspunkte als nur hohe Detailauflösung und Flimmerfreiheit gibt, und es wird eine Möglichkeit für einen Austausch von Gradations- gegen Detailauflösung am Beispiel der Kennliniengestaltung beim ZAL-Verfahren gezeigt.

Zu dem derzeitigen analogen Fernsehsystem, das, abgesehen von Unterschieden in den Zeilenzahlen (Varianten mit 819, 625, 525 und 405) und in der Farbcodierung (NTSC, PAL und SECAM), noch als eine Qualitätsnorm anzusehen ist, werden in Zukunft mindestens vier digitale Fernsehnormen hinzukommen, die sich in der Qualität der Darstellung (Auflösung) unterscheiden. An spezielle Geräte, wie Computer-Displays ist dabei noch nicht gedacht; die vier Normen kommen durch eine zu erwartende Hi-Fi-Fernseh-Norm (HDT VHigh Definition Televison bzw. HZF-Hochzeilenfernsehen), den bereits als Normungsentwurf [1] vorliegenden digitalen Studiocode (ST), ein dem derzeitigen Analogen Fernsehen (AF) entsprechendes Digitales (Heim-) Fernsehen (DF) und das sicher auch kommende digitale Fernsehtelefon (FT) zustande.

Man hat allen Grund, die Parameter sorgfältig zu planen; sonst ist die Vielfalt nicht zu begrenzen und eine Vielzahl von speziellen Empfangsgeräten und aufwendigen Umcodierungen nötig. Schon jetzt sind für das Hochzeilenfernsehen Zeilenzahlen von 1023 (EIA Electronic Industries Assoziation), 1125 (NHK Japanische Rundfunkgesellschaft), 1501 (BBC British Broadcasting Corporation) und 2125 (NHK) in der Diskussion [2], und die Werte 1875 (1250) als Dreifachem (Zweifachem) von 625 sind natürlich auch für die Zeilenzahl prädestiniert. Man hält sich nicht an die letzten Werte, weil in einer SMPTE-Studie [3] aus dem Jahre 1979 festgestellt wurde, „... daß ein HDTV-System kompatibel zu dem existierenden Heimfernsehen mit bekannten oder zu erwartenden Mitteln nicht erreichbar sei" [4].

Wendland schreibt diesen Satz im Konjunktiv und sucht auch weiter nach kompatiblen Lösungen.

Die Schwierigkeiten liegen insbesondere darin, daß

— die wesentlichen Parameter des Analogen Fernsehens (AF) für das Digitale Fernsehen (DF) beibehalten werden sollen, weil es viele Millionen Empfänger dafür gibt und diese mit einfachen DF-AF-Normwandlern auch mit DF-Signalen betrieben werden müssen und umgekehrt, die digitalen Fernsehempfänger mit einfachen AF-DF-Normwandlern auch das analoge Fernseh-Programm empfangen sollen
— Varianten für Zeilenzahlen und Farbartcodierung beim Analogen Fernsehen existieren
— man das Bildformat auf $B/H = 5/3$ bis 2/1 gegenüber dem derzeitigen 4:3 umstellen möchte
— einige Autoren auch das Zeilensprungverfahren abschaffen möchten [2], weil es zu Zeilenflimmern, Zeilenwandern, 25-Hz-Flackern an horizontalen Strukturen u. a. Effekten, insbesondere bei hochauflösender Darstellung und entsprechendem Bildinhalt führt
— digitale Übertragungsstrecken im wesentlichen schon genormt sind (mit 2,048; 8,448 und 34,368 Mbit/s für Europa[1]) und man die Bitraten deren Übertragungskapazitäten anpassen muß.

Ziel dieser Arbeit ist, mit einem Vorschlag für eine digitale Systemfamilie mit Zeilen- und Farbtripelzahlen, die in bestimmten Verhältnissen stehen, jene Bemühungen zu unterstützen, die eine einheitliche und einigermaßen kompatible Gestaltung der digitalen Fernsehnormen anstreben.

Ein anderes Ziel sollte es bei dem derzeit und künftig entwickelten Stand des weltweiten Informationsaustausches nicht geben. Wenn der Programmaustausch dann im Studiocode (oder HZF-Code) erfolgt, haben die Länder, die mit 625- oder 525-Zeilen-Normen beim Heimfernsehen arbeiten, keine wesentlichen Empfangs- und Umwandlungsschwierigkeiten.

Ein weiteres Anliegen dieser Arbeit ist, im Zusammenhang mit dem Hi-Fi-Fernsehen auch auf andere Qualitätsparameter, wie Bewegungs-, Gradations- und Farbauflösung hinzuweisen, um einer Verwechslung von Hi-Fi mit hoher Auflösung vorzubeugen und an den Wert des Zeilensprungverfahrens zu erinnern. Für eine bildinhaltsabhängige Umschaltung von Gradationsauflösung auf Detailauflösung wird eine Lösung angegeben.

1. Kompatible digitale Systemfamilie

1.1. Definition der Kompatibilität

Die Kompatibilität der vier digitalen Systeme HZF, ST, DF und FT wird folgendermaßen definiert und angestrebt:

— Alle vier speziellen Signale, die sich in der Detailauflösung und evtl. in der Gradationsauflösung unterscheiden und mit oder ohne Farbinformationen gesendet werden, können auf

[1]) Die angegebenen Zahlenwerte beziehen sich i. allg. auf die 625-Zeilen-Norm [5] und die für Europa geltenden Festlegungen für die PCM-Übertragungsstrecken.

allen vier speziellen Bildschirmen nach einfacher digital durchführbarer Normwandlung dargestellt werden[2]).

— Die Darstellung des AF-Signals auf digitalen Bildschirmen ist nach einer AF-DF-Umwandlung möglich und entsprechend auch der Empfang und die Darstellung digitaler Signale in Analogempfängern. (Diese Umwandlung wird wegen des nicht mehr geringen Aufwandes zweckmäßigerweise in Kopfstationen von Verteilernetzen vorgenommen.)

Eine Einbeziehung unterschiedlicher Bewegungsauflösungen ist aus Aufwandsgründen nicht vorgesehen, und eine Änderung des Bildformats auf 5/3 für die HZF-Norm ist nur dadurch einfach erreichbar, daß bei Darstellung auf anderen Bildschirmen an den Seiten insgesamt 20% des Bildes wegfallen und bei der Darstellung von anderen Signalen auf HZF-Normen an den Seiten 20% keine Bildinformation liefern.

1.2. Vorschlag für die digitale Fernseh-Normung

Der in Tafel 1 gezeigte Vorschlag geht davon aus, daß sich die Normen im wesentlichen nur in der Detailauflösung unterscheiden und diese durch die Zeilenzahlen und die Zahl der Leuchtpunkte (Farbtripel) je Zeile festliegt. Hervorgehoben sind jene Parameter, die bereits als festliegend angesehen werden können [1] [5].

1.3. Begründung der Zeilennormparameter

Für Zeilenzahlen im Verhältnis 2:1 und 3:1 lassen sich auch dann einfache digitale Normenwandlungen entwickeln, wenn in der niederzeiligen Norm das Zeilensprungverfahren angewendet wird. Man muß aber in der höherzeiligen Norm dazu jeweils zwei (bzw. drei) Zeilen zusammenfassen und diese nach Bild 1 b) oder 1 d) als eine Doppelzeile (Dreierzeile) in einem Durchlauf simultan abtasten, verarbeiten und senden. Beim Zweizeilensprungverfahren nach Bild 1 a und 1 b) gehören dann die Zeilen 1, 2, 5, 6 ... zum ersten Halbbild und die Zeilen 3, 4, 7, 8 ... zum zweiten Halbbild. Es gibt aber auch eine Variante, um nach wie vor die ungeradzahligen Zeilen im 1. Halbbild und die geradzahligen Zeilen im 2. Halbbild durch die jeweilige Zusammenfassung zweier nicht direkt benachbarter Zeilen zur simultanen Abarbeitung [Bild 1 c) und 1 d)] zu übertragen.

Das Zeilensprungverfahren wird für die Normen HZF, ST und DF vorgesehen. Ein Wegfall des Zeilensprungverfahrens, wie es von einigen Autoren für das hochauflösende Fernsehen gefordert wird, würde eine Verdopplung der Bandbreite oder eine Halbierung der Bewegungsauflösung bedeuten und eine digitale Normenwandlung sehr erschweren. (Auf das Zeilensprungverfahren wird unten noch einmal eingegangen.)

Die Zahl der sichtbaren Zeilen im Verhältnis zu der Gesamtzeilenzahl wurde von der analogen Fernsehnorm übernommen. Die beim analogen Fernsehen in der Bildaustastlücke übertragenen Informationen müssen bei einer Umwandlung in eine digitale Übertragungsnorm auch untergebracht werden und möglichst in gleichen zeitlichen Abständen, damit bei einer evtl. Rückwandlung keine großen Probleme auftreten.

Man könnte natürlich davon ausgehen, daß es nicht mehr als 2×25 Zeilen zu sein brauchen und daß beim Hochzeilenfernsehen dann nur die sichtbaren Zeilen zu verdoppeln oder zu verdreifachen sind. Damit käme man auf 1200 bzw. 1800 Zeilen. Das wäre zulässig, wenn man analoge HZF-Empfangsgeräte ausschließt (wegen der Probleme bei der Bildsynchronisation).

Der Studiocode verwendet eine Abtastrate von 13,5 MHz für das Y-Signal und erreicht mit 864 Abtastungen je Zeile für 625 Zeilen/Bild mit 50 Halbbildern/s bzw. 858 Abtastungen je Zeile für 525 Zeilen/Bild mit 59,94 Halbbildern/s eine gemeinsame Basis für diese beiden Varianten des Analogen Fernsehens. Auf den sichtbaren Bereich des Studiobildes entfallen dabei 702 Bildpunkte bei Beibehaltung der 52 µs (von 64 µs) für die aktive Bildzeile. Sowohl dieser Wert als auch der angegebene Wert von 720 und dazwischenliegende Werte enthalten genügend Möglichkeiten für notwendige Teilungen, um auf andere Normen umzuwandeln. Ausgehend vom Wert 720 erreicht man

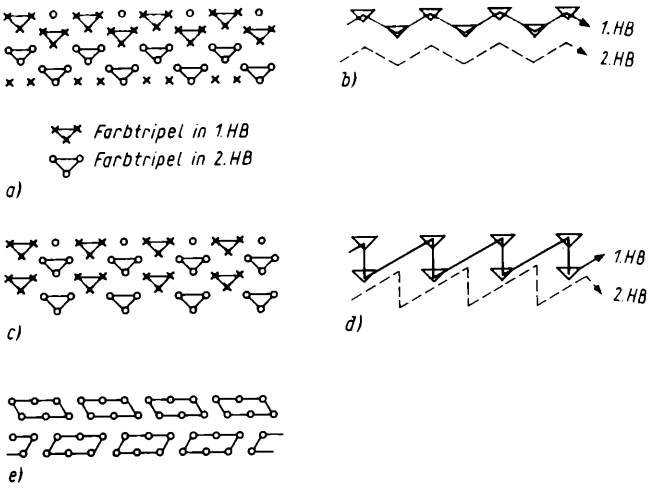


Bild 1. Bildabtastung und -darstellung nach einem Zweizeilenprinzip.
a) Zusammenfassung benachbarter Zeilen im Bild, b) simultane Abarbeitung der Doppelzeile nach a), c) Zusammenfassung benachbarter Zeilen im Halbbild (entspricht dem analogen Fernsehen, Lochmaskenbildröhre), d) Simultane Abarbeitung der Doppelzeilen nach c), e) Vertikale 2:1-Untersetzung mit zerstörter Farbtripelstruktur

durch Faktoren von $\frac{3}{2}$, 2, $\frac{9}{4}$ und 3 die Werte 1080, 1440, 1620 und 2160. Auch 1800 und andere Werte lassen sich hinreichend einfach realisieren.

Wenn die Entscheidung für die Zeilenzahl beim HZF gefallen ist, kann unter Berücksichtigung des Kell-Faktors und des gewünschten B/H-Verhältnisses notfalls auch ein größerer Wert ausgerechnet werden. Lediglich der dem Bildformat 4:3 entsprechende Wert sollte ein Vielfaches von 720 sein, das sich durch kleine ganze Zahlen darstellen läßt.

Ein Wert von 506 Farbtripel/Zeile ergibt sich, wenn man mit DPCM das Heimfernsehsignal DF über eine digitale Übertragungsstrecke von 34 Mbit/s übertragen und verteilen will und möglichst dem analogen Signal entsprechen möchte [6]. Erstrebt man zusätzlich eine akzeptable Normwandlung zum digitalen Studiocode sowohl für das Helligkeits- als auch für das Farbsignal, muß man die Zahl der Farbtripel je Zeile mit 480 ansetzen. [Die genaue Rechnung ergibt 475 (DF) zu 712 (ST)].

Man kann damit das Y-Signal im Verhältnis 3:2, und ein Chrominanzsignal im Verhältnis 3:1, bei zeilenalternierender Sendung der beiden Chrominanzsignale, untersetzen. Man benötigt nur einfache Normenwandler und erhält ein digitales Fernsehsystem, das etwa die Auflösung des analogen Fernsehens erreicht und das mit dem SECAM-System ohne weiteres und mit dem PAL-System über einen zusätzlichen Farbzeilenspeicher zusammenarbeitet. Das Verfahren verlangt nur die einfach realisierbare DPCM und bringt die Vorteile der Entropiecodierung und arbeitet doch in der Bildzeilenzeit synchron [7]. Nur in der Zeilenaustastlücke muß z. T. asynchron gearbeitet werden.

Ein B/H-Verhältnis von 5/3 ist bei Erfüllung all dieser Forderungen und Wünsche nicht zu schaffen. Bei einem Kell-Faktor von 0,63 erreicht man nur den Wert 1,21 gegenüber 1,33 beim analogen Fernsehen (mit 5 MHz Bandbreite). Bei realer 4 MHz Bandbreite liegt er beim analogen Fernsehen nur bei 1,06. Eine Erhöhung der Farbtripelzahl/Zeile bringt einen größeren Aufwand bei der Normenwandlung und wahlweise Verluste bzw. Aufwand bei der Farbcodierung, Kantenschärfe, Quantisierungsrauschen und der Synchronisation (wegen asynchronen Arbeitens in der gesamten Zeilenzeit).

Wenn es gelingt, eine einfache Transformation der Bildsignale zu realisieren, die eine ausreichende Gradationscodierung mit 2 bit fester Länge und im Mittel 0,38 bit je Abtastwert als Restlänge schafft, wird mit 720 Farbtripeln je Zeile die Helligkeitsauflösung des Studiocodes und ein B/H-Verhältnis von 1,83 bei einer Farbuntersetzung im Verhältnis 1:4 erreicht. Aber man erreicht dieses betonte Streben nach einem größeren B/H-Verhältnis (das hier bei 5,5:3 liegt) mit einer komplizierteren Transformation und entsprechendem technischem Aufwand und nicht zu vermeidendem Verlust an Flankensteilheit. Der Wert von

[2]) Ohne es so weit zu treiben, ein HZF-Signal auf einem FT-Schirm darstellen zu wollen; denn wer einen Fernsehtelefonanschluß hat, wird auch mindestens einen zweiten (besseren) Bildschirm im Hause finden. Aber die Kompatibilität zwischen HZF und DF und jene zwischen DF und FT schließt die Kompatibilität von HZF und FT ein.

660 für $B/H = 5:3$ scheidet wegen des schwierigen Umsetzungsverhältnisses von 11:12 aus.
Zu den Zahlenwerten zum Fernsehtelefon ist zu sagen, daß sie in der lange diskutierten Größenordnung liegen [8] und auf diese Werte gelegt wurden, weil dann das FT-Bildsignal mit verhältnismäßig einfachen Mitteln auf Geräten des DF darstellbar ist und diese Geräte für den Fernsehtelefonanschluß mitgenutzt werden können, um den FT-Anschluß zu verbilligen.
Eine andere Zeilenzahl kommt kaum in Frage, wenn man die Heimfernseher mit verwenden will, obwohl man auch auf Informationsübertragung in der Bildaustastlücke verzichten kann.
Die Zahl der Farbtripel/Zeile liegt für Verfahren mit Zeilensprungverfahren, anzusetzendem Kell-Faktor von 0,63 und $B/H = 1{,}63$ bei 320 recht günstig. Mit einem Wert von 360 liegen die Verhältnisse wie beim Studiocode. Von der Bewegungsauflösung her gesehen, könnte man beim Fernsehtelefon auf das Zeilensprungverfahren gut verzichten.
Da eine hohe Redundanzreduktion erforderlich ist, kann beim Fernsehtelefon mit dem Einsatz von Bildspeichern gerechnet werden, so daß Flimmereffekte durch höherfrequentes Auslesen vermieden werden, und damit kann auch von diesem Aspekt her gesehen das Zeilensprungverfahren wegfallen. Zum anderen gibt es aber Probleme bei der Signaldarstellung auf dem Heimfernseher, wenn das Zeilensprungverfahren wegfällt.
In Tafel 1 ist die Frage des Zeilensprungverfahrens für das Fernsehtelefon noch offengelassen.

2. Normenwandlung

Die für eine Umwandlung eines Hochzeilensignals (HZF-Signals) in ein ST- oder DF-Signal mit verminderter Zeilenzahl in einem ganzzahligen Verhältnis von 2:1 zweckmäßige Gestaltung der HZF-Bildabtastung ist in zwei Varianten im Bild 1 gezeigt. Es werden zwei benachbarte Zeilen zusammengefaßt und simultan abgearbeitet. Damit erreicht man schon eine effektive Zeilenfrequenz, die der niederzeiligen Norm entspricht. Will man das Signal in die niederzeilige Norm umwandeln, werden (eine lineare Kennlinie der Farbleuchtpunkte vorausgesetzt) die Werte von zwei aufeinanderfolgenden Tripelabtastungen, die von zwei verschiedenen Zeilen herrühren, addiert. Noch einfacher ist, nur jeden zweiten Wert auszuwählen und zur Ansteuerung zu verwenden, aber eine Mittelung führt zur Fehlerverwischung. In der Variante nach Bild 1a) und 1b) werden zwei aufeinanderfolgende Zeilen zusammengefaßt. Man kann es als Doppelzeilensprungverfahren oder als Zweizeilensprungverfahren bezeichnen.
Bei der in Bild 1c) und d) dargestellten Variante bleiben Zeilenzuordnungen zu den Halbbildern in der üblichen Form erhalten, und es werden die Zeilen i und $i + 2$ zusammengefaßt und simultan abgearbeitet. Bild 1e) zeigt eine Zeilenuntersetzung im Verhältnis 2:1 mit Zerstörung der üblichen Tripelstruktur.
Will man zusätzlich das Signal in seiner horizontalen Auflösung verringern, weil der zur Verfügung stehende Bildschirm weniger Farbtripel je Zeile hat, werden auch horizontal benachbarte Abtastwerte zusammengefaßt (bzw. einer von ihnen wird ausgewählt), und damit wird ein Tripel angesteuert. Umgekehrt müssen bei einer Darstellung eines geringer auflösenden Signals auf einem hochauflösenden Bildschirm alle diese Tripel mit dem einen Abtastsignal angesteuert werden.
Diese Umwandlungen der vertikalen und horizontalen Auflösung sind einfach und mit einfachen digitalen Mitteln (einfache digitale Filter) ohne größere Speicher durchzuführen, da die Bewegungsauflösung konstant bleibt, der Bildaufbau „zeilensynchron" ist und wenn die Auflösungsgrößen sich wie $1:n$ verhalten. Für Verhältnisse von 2:7 und ähnlichem ist es evtl. zweckmäßig, die Tripelstruktur zu zerstören, was nur bei digitalen Darstellungen mit Speicheransteuerung in Frage kommt. Ein angesteuerter Farbpunkt auf einem HZF-Schirm enthält dann manchmal drei und manchmal vier Farbtripel, und auch die Zusammenfassung von Farbleuchtpunkten verschiedener Tripel könnte zweckmäßig werden.
Für die Umwandlung des Studiocodes in die Norm des digitalen Fernsehens ist eine horizontale Auflösungserniedrigung im Verhältnis von $F_h = 3:2$ erforderlich. Bild 2 zeigt dazu zwei mögliche Varianten.
Die Kleinbuchstaben a, b, c und d in Bild 2a) kennzeichnen die

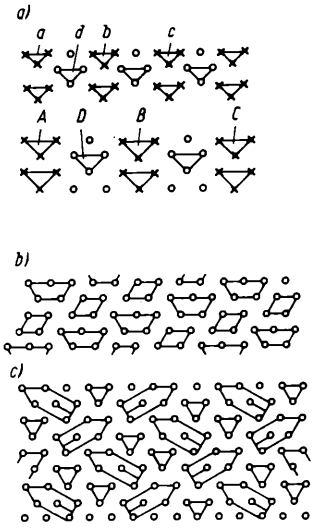


Bild 2. Horizontale Auflösungsverringerung im Verhältnis 3:2.
a) unter Beibehaltung der Farbtripelstruktur, b) mit zerstörter Farbtripelstruktur, aber Beibehaltung der Zeilenstruktur, c) mit zerstörter Zeilenstruktur, aber Beibehaltung der Farbtripelstruktur

Farbtripel im hochauflösenden Bild. Die Großbuchstaben A bis D stehen für die Farbtripel im Fernsehbild mit horizontal verringerter Auflösung (d und D im 2. Halbbild). Im Beispiel sind a bis d die Farbleuchtpunkte im Studiocode und A bis D die des digitalen Fernsehens mit 480 Farbtripeln je Zeile.
Bei der Normwandlung „ST in DF" berechnen sich die Ansteuerungssignale zu

$$A = a,$$

$$B = \frac{b + c}{2} \tag{1}$$

und bei einer Rückwandlung „DF in ST" zu

$$a = A$$

$$b = \frac{A + 2B}{3} \tag{2}$$

wenn, wie bei allen Beispielen die Farbleuchtpunktstruktur einer Lochmaskenbildröhre zugrunde gelegt wird.
Für die Umwandlung eines DF-Signals in ein FT-Signal ist eine vertikale Auflösungsverringerung im Verhältnis $F_v = 2:1$ und eine horizontale Auflösungsverringerung mit $F_h = 3:2$, also insgesamt eine Auflösungsverringerung im Verhältnis $F_g = F_v \cdot F_h = 3:1$ nötig. Prinzipiell sind dazu 9 Farbleuchtpunkte (3 rote, 3 grüne, 3 blaue) zu einem Leuchtpunkt (Bildpunkt) zusammenzufassen.
Zur Normenwandlung im Verhältnis $F_g = 3:1$ sind einige Varianten in Bild 3 angegeben. Die Varianten in Bild 3b) und 3c) entsprechen der „DF-FT"-Normwandlung. Aus der Darstellung in Bild 3c) lassen sich folgende Gleichungen für die digitale spatiale Filterung ableiten:

$$A = \frac{1}{3}(a + g + b),$$

$$b = \frac{1}{2}(A + B),$$

$$c = \frac{1}{4}(3B + C). \tag{3}$$

Eine genauere Rechnung ergibt (wenn man nur horizontal interpoliert) die Gleichungen:

$$A = 0{,}43a + 0{,}34g + 0{,}23b,$$

$$b = 0{,}52A + 0{,}48B,$$

$$c = 0{,}75B + 0{,}25C. \tag{4}$$

Diese Normenwandlung würde auch für die Signalwandlung vom Studiocode in das Hochzeilenfernsehen mit 1250 Zeilen und 1080 Farbtripeln je Zeile zutreffen. Für 1440 Farbtripel je Zeile wären entsprechend 4 Tripel bzw. 12 Farbleuchtpunkte geeignet zusammenzufassen usw.

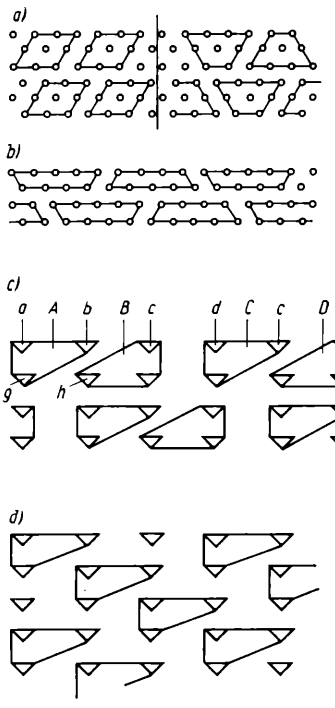


Bild 3. Normenwandlung im Verhältnis 3:1
a) mit $F_v = 3$, $F_h = 1$, zerstörter Tripel- und Zeilenstruktur,
b) mit $F_v = 2$, $F_h = \frac{3}{2}$, zerstörter Tripel- und Zeilenstruktur,
c) mit $F_v = 2$, $F_h = \frac{3}{2}$, Tripel- und Zeilenstruktur erhalten (nur ein Halbbild), d) mit $F_v = 1$, $F_h = 3$, Tripel- und Zeilenstruktur erhalten (nur ein Halbbild)

3. Hi-Fi-Fernsehen — Detailauflösung und Zeilensprungverfahren

In Veröffentlichungen zum Hi-Fi-Fernsehen, das in bisherigen Untersuchungen dem hochauflösenden Fernsehen (HZF) entspricht, wird das Zeilensprungverfahren für

— Zeilenflimmern, Zeilenwandern

— 25-Hz-Flackern an horizontalen Strukturen

— 50-Hz-Großflächenflimmern bei hoher Bildschirmhelligkeit und großem Gesichtswinkel

verantwortlich gemacht, und die Kritik führt bis zur Unbrauchbarkeit für Computer Graphics [2]. Daraus folgend wird versucht, das Zeilensprungverfahren für diese Fernsehnorm abzuschaffen, zumal, auch verantwortlich gemacht für den Kell-Faktor, die Zahl der effektiv auflösenden Zeilen nicht bei 625 sondern nur bei 400 liegt, also ein Verlust von 37% bewirkt wird.

Denkt man an die Informationen, die von Computer Graphics dargestellt werden, und an Testbilder für hochauflösende Verfahren wie Text- und Strichdarstellungen, so sind es vorwiegend ruhige (unbewegte) Bilder, und dafür braucht man fast keine Bildwechsel, lieber einen speichernden Schirm bzw. häufiges Auslesen aus einem Speicher oberhalb der Flimmergrenze. Das Zeilensprungverfahren verringert den Flimmereffekt und es erhöht die Bewegungsauflösung. Wenn allerdings die Bewegung zu Null wird, steigt nach der Darstellung in Bild 4 [8] die Empfindlichkeit des Auges für Detailfehler, und das ist bei Grafiken und Texten der Fall. Es wird auch nicht bestritten, daß die Nachteile des Zeilensprungverfahrens bei hochauflösenden Fernsehsystemen stören; aber man muß fragen, ob Hi-Fi-Fernsehen nur aus hochauflösender Darstellung, aus detailreicher Wiedergabe besteht. Kann es nicht sein, daß andere Fernsehkunden unter Hi-Fi hohe Bewegungsauflösung (für Sportübertragungen, Darstellung technischer Vorgänge u. a. mit der Möglichkeit der zeitgedehnten Wiederholung vom Videorecorder, nicht nur mit zehnfacher Wiederholung jedes Bildes) verstehen oder Naturfreunde eine hohe Gradationsauflösung und exaktere Farbwiedergabe als High Fidelity ansehen?

Wie Bild 4 für Bewegungs-, Detail- und Gradationsauflösung zeigt, ist die gleichzeitige Erfüllung dieser drei Auflösungen bis an die Grenze des Erkennbaren nicht nötig, weil das Auge in schnell bewegten Szenen nur wenig auf die Details und die Gradationsauflösung achtet, und in unbewegten, aber detailreichen Bildern die Gradationsauflösung auch noch zweitrangig ist. Die gleichzeitige hohe Auflösung für diese drei Parameter und die Farbauflösung sind nicht nötig und würden auch eine nichtaufzubringende Bandbreiteforderung stellen.

Dieses Problem kann nur durch bildinhaltsabhängige Umschaltungen des Codierverfahrens (gesteuert vom Sender) allseitig befriedigend gelöst werden. Dafür müssen Verfahren gesucht werden, sonst setzen sich jene durch, die Rechnerausdrucke auf die Fernsehschirme bringen und auch Bücher und Zeitungen durch das Fernsehen ersetzen wollen.

Konkret noch einmal zum Zeilensprungverfahren. Man sagt ihm nach, daß durch das Zeilensprungverfahren die vertikale Auflösung von 625 Zeilen auf etwa 400 Zeilen, also auf das 0,64fache (0,61 für sichtbaren Teil) sinkt. Diese Betrachtung kann man auch andersherum anstellen. Man kann nämlich auch davon ausgehen, daß ein „Bild" nur 312 Zeilen hat und mit 50 Bildern/s wechselt. Damit wird die Bewegungsauflösung verdoppelt. Zusätzlich wird nun durch den Zeilenoffset erreicht, daß die vertikale Auflösung verbessert wird, wenn auch nicht auf 625, so doch wenigstens auf real 400, was einer Verbesserung der vertikalen Auflösung um den Faktor 1,3 durch das Zeilensprungverfahren (genauer: durch die in jedem zweiten „Bild" verwendete zeilenversetzte Abtastung und Wiedergabe) entspricht. (Bei der Lochmaskenbildröhre wird auch in horizontaler Richtung eine versetzte Anordnung der Tripel verwendet).

Läßt man das Zeilensprungverfahren weg, so gewinnt man nicht nur durch Wegfall einiger Flimmereffekte, man verliert auch an vertikaler Auflösung und muß das durch mehr Zeilen je Bildwechsel wieder ausgleichen. Die dafür erforderliche Bandbreite aber kann man nicht durch weniger Bildwechsel ausgleichen, nur weil die Bewegungsauflösung für Texte und Grafiken nicht gebraucht wird.

4. Umschaltbare Codierverfahren

Wie Bild 4 zeigt, arbeitet das Sehsystem des Menschen adaptiv. Es paßt sich der angebotenen Information an. Dabei hat die Bewegungsauflösung das Primat vor der Detailauflösung und diese wiederum vor der Gradationsauflösung. Es besteht eine Rangfolge nach der Wichtigkeit in der Natur. Sie wird beim Fernsehen beibehalten. Zieht man die Farbempfindung hinzu, so erscheint sie als letztes Glied in dieser Kette und verschwindet schon, wenn das Bild nicht mehr hell genug ausgeleuchtet ist, weil sich das Auge dann mehr auf die Erkennung von Bewegungen und Details konzentrieren muß.

Ein optimales Bildübertragungssystem hätte sich diesem Prinzip anzupassen und würde mit

$$Cv = S_B \cdot S_D \cdot q \cdot S_F = \text{const}, \qquad (5)$$

nach der die Kanalkapazität Cv konstant ist und sich aus dem Produkt von Bewegungsauflösung S_B, Detailauflösung S_D, Graustufenzahl q und Farbauflösung S_F ergibt, bei bewegten Szenen mit häufigeren Bildwechseln, bei wenig bewegten Bildinhalten wie Textdarstellungen mit weniger Bildwechsel und mehr Abtastwerten je Bild und wenig bewegte Landschaftsdarstellungen mit weniger Bildwechsel und weniger Abtastwerten und dafür größerer Codewortlänge je Abtastwert arbeiten und noch die Farbcodierung erhöhen. Ein solches Verfahren, wenn auch nicht kompatibel zu den Normen mit fester Bildwechselfrequenz und Zeilenzahl, würde den Namen Hi-Fi-Fernsehen verdienen. Sicher kann man auch noch den Stereoeffekt konzeptionell mit vorsehen.

Beim ZAL-Verfahren [ZAL-vlw-DPCM mit variabler Wortlänge (vlw), deren variabler Teil in der Zeilenaustastlücke (ZAL) übertragen wird [6] [7]] sind sechs unterschiedlich steile Kennlinien zur Quantisierung der DPCM-Werte mit der begrenzten variablen Wortlängencodierung vorgesehen, wenn es sich um übliche

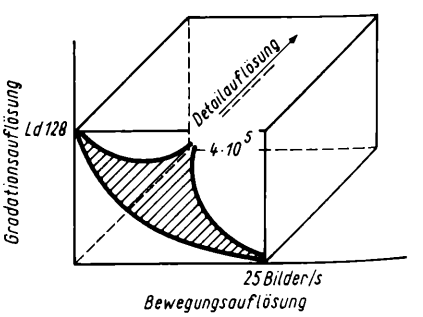


Bild 4
Informationsvolumen beim Schwarzweiß-Fernsehen

Tafel 1. Digitale Fernsehnormen mit einfacher Normenwandlung

Normbezeichnung	Zeilenzahl gesamt	Zeilenzahl sichtbar	Farbtripel/Zeile	Besonderheiten
Hochzeilenfernsehen (HZF)	1250 (1875)	1150 (1725)	1080, 1440 (1620, 2160)	simultane Zwei-(Drei-)zeilenabarbeitung mit Ein- oder Mehrzeilensprungverfahren
Studiocode (ST)	**625**	**575**	**720**	**Zeilensprungverfahren**
Digitales Fernsehen (DF)	**625**	**575**	480	**Zeilensprungverfahren**
Fernsehtelefon (FT)	312,5	287,5	320 (360)	
Analoges Fernsehen (AF) (zum Vergleich)	**625**	**575**	(520)	**Zeilensprungverfahren**

Fernsehbildsignale handelt, um adaptiv an den Detailgehalt der Zeile codieren zu können.

Es sind außerdem eine siebente und eine achte Kennlinie vorgesehen, die eine Adaption an eingeblendete Schriftzeichen und an Text- und Grafik-Darstellungen erreichen sollen. Dazu enthält die siebente Kennlinie, bei 3 bit Grundlänge, sechs positive und negative Pegel für die DPCM-Codierung und zwei Codeworte für die Pegel „hell" und „dunkel"[3]) zur kontrastreichen Codierung eingeblendeter Schriftzeichen. In der achten Kennlinie wird die Wortlänge von 3 bit auf 1 bit verkürzt, und es werden mit dreifacher Abtastfrequenz die binären Informationen „hell" bzw. „dunkel" übertragen. Diese achte Kennlinie eignet sich für die einfarbige Text- und Zeichendarstellung (Wetterkarte u.a.), wenn man die Möglichkeit hat, die Information auf einem Bildschirm mit dreifacher Detailauflösung darzustellen (siehe Normenwandlung).

Eine erste Möglichkeit ist gegeben, wenn man die Bildwiedergabeeinrichtung von Farbfernsehen auf einfarbiges Fernsehen auch dadurch umschalten kann, daß alle Farbleuchtpunkte auf gleichfarbige Emission umgeschaltet werden. Ein Problem der Zukunft. Der Faktor 3 für die Auflösungserhöhung ist dafür prädestiniert.

Eine zweite Möglichkeit ist gegeben, wenn sich die Normen nach Tafel 1 in ihrer Auflösung wie 1:3 verhalten und man den Bildschirm einer höheren Norm verwendet. Hierzu muß die höherauflösende Abtastung mit der achten Kennlinie so erfolgen, daß sich die Zeilenzahl verdoppelt und die Spaltenzahl auf das 1,5fache steigt, also wie in der höheren Norm. Auch für eine höhere Auflösung im Verhältnis 1:4 gäbe es eine Möglichkeit beim ZAL-Verfahren unter Einbeziehung der Farbcodierung.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9064

[3]) bzw. „positiver Sprung" und „negativer Sprung"

Literatur

[1] CCIR-Empfehlung AA/11 Doc. 11/1027

[2] *Wendland, B.:* Einführungsstrategien für Hi-Fi-Fernsehsysteme. Fernseh- und Kinotechnik 35 (1981) 9, S. 325–332

[3] *Fink, D.*, u.a.: A Study of HDTV-Systems. Report to the SMPTE Commitee on new Technology, USA, July 1979

[4] *Wendland, B.:* Konzepte für ein kompatibles Hi-Fi-Fernsehsystem. NTG-Fachberichte Bd. 74 (1980) S. 407–416

[5] CCIR-Bericht 624-2

[6] *Zühlke, W.:* DPCM mit variabler Wortlänge für die Fernsehbildcodierung. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 4, S. 143–145

[7] *Zühlke, W.; Lange, J.; Albrecht, B.:* Codierung von Fernsehsignalen mittels adaptiver DPCM mit 34 Mbit/s. XXVI. IWK TH Ilmenau 1981, Vortragsreihe „Nachrichtentechnik", S. 9–12

[8] *Jaeschke, F.; Ost, J.:* Nachrichtenreduktion beim Fernsehen. Der Fernmelde-Ingenieur 25 (1971) 4, S. 1–20

[9] *Wendt, H.:* Stand der Ergebnisse der Arbeiten des COST 211-Ausschusses zu einer europäischen digitalen Bildfernsprechnorm. NTG-Fachberichte Bd. 74 (1980), S. 362–369

Dr. sc. techn. *Werner Zühlke*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektronik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Reflexionsarme Stützscheiben für Koaxialleitungen im Mikrowellenbereich

S. Martius, KDT, Ilmenau; H. Oswald, KDT, Radeberg

Mitteilung aus der TH Ilmenau und aus dem VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Deskriptoren: Koaxialkabel, Mikrowellentechnik, Reflexionsfaktor (elektrisch), UHF-Meßtechnik, Berechnung (mathematisch), Optimierungsverfahren, Näherungsmethode, Dielektrizitätskonstante, Meßverfahren

Das Problem der Dimensionierung reflexionsarmer Stützscheiben ist so alt wie die technische Nutzung der Koaxialleitung im Mikrowellenbereich. Ersten theoretischen Untersuchungen lag die Beschränkung zugrunde, daß die geometrischen Abmessungen der Diskontinuität klein im Vergleich zur Wellenlänge sein sollten (z.B. Durchmesser $<0{,}1\ \lambda$) [1] bis [4]. Die Verwendung der Koaxialleitung bei immer höheren Frequenzen [16] [17] erforderte eine Verbesserung der Dimensionierungsgrundlagen. Experimentell gelang das *Kraus* [5] und führenden Steckerherstellern (Patente). Theoretisch wies *Pakullat* [7] nach, daß der Wellenwiderstand unter dem Dielektrikum einer kompensierten Scheibe etwas kleiner ($\approx 2\%$) als der der homogenen Leitung sein muß.

Die Anwendung der elektronischen Rechentechnik ermöglicht die fast exakte Lösung des gesamten Randwertproblems. *Kulikov* u.a. [8] [9] zeigten erstmals diese Möglichkeit. Das komplizierte Modell der eingedrehten Stützscheibe und der damit verbundene aufwendige Gleichungsapparat sowie die Felddarstellung in der Aperturebene nur durch das TEM-Feld verhinderten sowohl eine Optimierung als auch eine praxisgenaue Reflexionsfaktorberechnung. In [10] und den Teilarbeiten [6] [18] [19] konnten diese Nachteile vermieden werden.

Sollen optimale Geometrien industriell gefertigt werden, stellt sich die Frage nach dem Einfluß der Fertigungs- und Material-(ε_r-)Toleranzen auf den Kennwert Reflexionsfaktor. Nach einem Überblick in Abschn. 1. zu den Berechnungsverfahren wird die Optimierungsvorschrift angegeben. In Abschn. 2 folgen durch Vergleich von Theorie und Experiment an Hand typischer Kurven ingenieurmäßige Gleichungen bzw. Approximationen für den Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Geometrie und von der Dielektrizitätskonstanten. Sie werden zur Toleranzanalyse gebraucht und ermöglichen die Aufstellung einer Abgleichvorschrift für die Stützscheibe.

1. Mathematische Lösung des Randwertproblems

1.1. Modelle der Stützscheibe

Vor der Lösung des Randwertproblems ist es in bezug auf den Rechneraufwand notwendig, die in der Praxis auftretende Geometrie der Diskontinuität geeignet zu modellieren. Bei der Stützscheibe würde die Berücksichtigung der seitlichen Eindrehungen einen erheblichen Aufwand der mathematischen Beschreibung bedingen [8]. Aus diesem Grunde wurde das im Bild 1 *a*) dargestellte Modell der Stützscheibe gewählt. Ohne Beschrän-

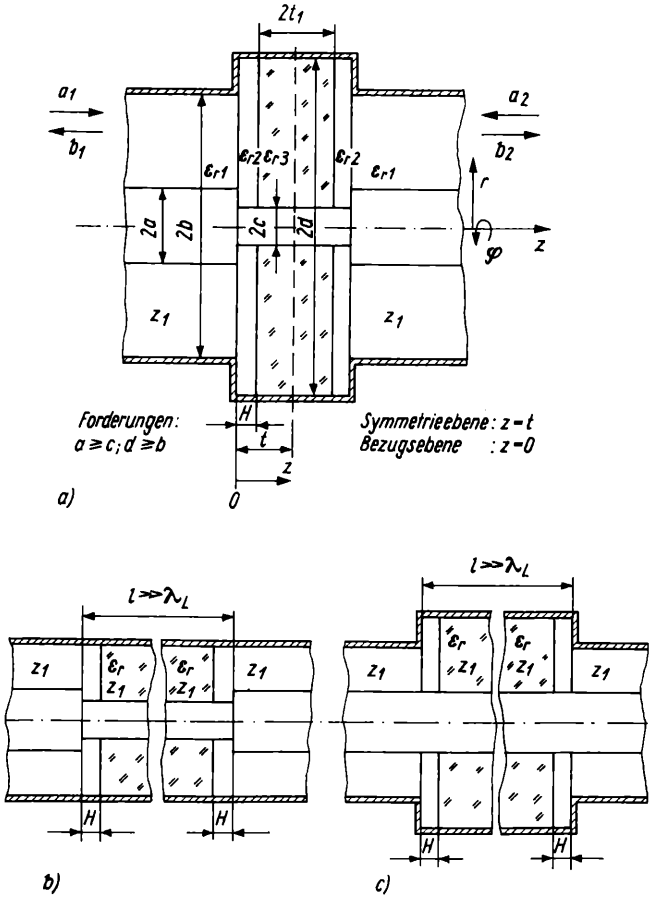


Bild 1. *a*) Modell der Stützscheibe
b) und *c*) Mögliche Spezifikationen des Modells

kung der Allgemeingültigkeit sollen in den drei Teilbereichen unterschiedliche Dielektrika angenommen werden und die Radien die Forderung $a \geqq c$ und $d \geqq b$ erfüllen. Außerdem soll die Scheibe symmetrisch bezüglich der Koordinate z sein. Bild 1*a*) läßt die beiden möglichen Spezifikationen erkennen, die im Bild 1*b*) und im Bild 1*c*) dargestellt sind. Sie haben praktische Bedeutung für Koaxialkabel-Übergänge. Die Länge l muß aber so groß gewählt werden, daß sich beide Sprungstellen (rechts und links des Dielektrikums) bezüglich der höheren Moden nicht beeinflussen, um eine Aussage für den Kompensationsabstand H zu bekommen. Allen in den Bildern 1*a*), 1*b*), 1*c*) dargestellten Modellen ist gemeinsam, daß in den durch Dielektrikum und Sprungstellen der leitenden Berandung entstandenen Teilbereichen eine grenzflächenfreie, homogene Dielektrikaverteilung bezüglich r vorhanden ist. Das verringert den Rechenaufwand erheblich.
Im Bild 2 ist die reale Stützscheibe mit axialer Sicherung dargestellt, die die genannte Dielektrikaverteilung nicht hat.

1.2. Berechnungsverfahren für Stützscheiben

Für die Anwendung der Stützscheiben in der Schaltung bzw. im Leitungszug ist der Zusammenhang

$$S_{ij} = \Phi \text{ (Geometrie, Frequenz, Dielektrikum)}; \quad i; j = 1, 2 \qquad (1)$$

notwendig und ausreichend. Die Elemente der Streumatrix werden nur für die Grundwelle der Koaxialleitung (TEM-Welle) benötigt, da im betrachteten Frequenzbereich keine höheren Moden ausbreitungsfähig sein sollen. Damit ergeben sich folgende Annahmen für die Rechnung:

1. Vorgabe der Durchmesserbedingungen entsprechend Bild 1*a*)
2. In allen Bereichen der Diskontinuität und auf der homogenen Koaxialleitung ist nur die TEM-Welle ausbreitungsfähig
3. Auf Grund der Anregung ergeben sich als höhere Wellentypen TM-Wellen, die nicht ausbreitungsfähig sind und wegen der Geometrie der Diskontinuität keine Winkelabhängigkeit haben
4. Reziprokes Übertragungsverhalten $S_{12} = S_{21}$.

Unter diesen Bedingungen lassen sich in jedem der Teilbereiche Feldansätze für elektrische und magnetische Feldstärke aufschreiben. Diese Feldansätze müssen der Wellengleichung und den Randbedingungen auf den als ideal angenommenen Leitern genügen. Die Koaxialleitung erfordert zur Beschreibung der Felder die Kombination aus Bessel- und Neumann-Funktionen. Wegen der Zielstellung, die Elemente der Streumatrix zu berechnen, sind die Amplitudenfaktoren Wellengrößen. Sie werden mit den Stetigkeitsforderungen für die tangentialen Feldkomponenten an den Grenzflächen der Bereiche bestimmt. Dieser Rechengang kann unterschiedliche Wege haben:

1.2.1. Kurzschluß-Leerlauf-Methode

Bei symmetrischen Diskontinuitäten läßt sich eine Torzahlreduktion (2 auf 1) vornehmen, wodurch Rechenzeit eingespart wird. Die Matrixelemente der Stützscheibe nach Bild 1*a*) ergeben sich aus

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}(\varrho_L + \varrho_K); \quad S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2}(\varrho_L - \varrho_K). \qquad (2)$$

ϱ_L, ϱ_K sind die Reflexionsfaktoren in der Bezugsebene bei Leerlauf bzw. bei Kurzschluß in der Symmetrieebene (vgl. Bild 1*a*).

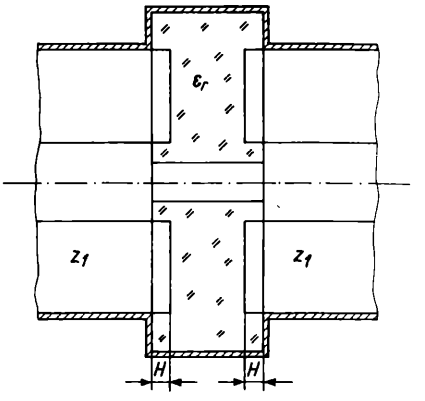


Bild 2
Stützscheibe mit flächenbehafteter inhomogener Dielektrikafüllung im Kompensationsbereich in radialer Richtung

1.2.2. Orthogonalreihenentwicklung [14]

Die orthogonalen Eigenschaften der Feldansätze in den Teilbereichen ermöglichen eine gegenseitige Entwicklung nach den Amplituden der Teilbereiche. Damit erhält man ein lineares Gleichungssystem für die Amplituden, bzw. es können sofort die Elemente der Streumatrix angegeben werden. In [10] [18] [19] ist mit dieser Methode die Diskontinuität nach Bild 1*a*) berechnet und optimiert worden.
Für die Programmierung muß das eigentlich unendliche Gleichungssystem endlich gemacht werden. Die Wahl der Abbruchgrenze ist wichtig für die Konvergenz bzw. Genauigkeit der Rechnung.
Diese Methode in Verbindung mit dem von *Piefke* [14] eingeführten Zwischenmedium ermöglicht auch die Berechnung der Struktur nach Bild 2. Im Bild 3 ist sie mit dem Zwischenmedium dargestellt, wobei dessen Länge l_z gleich Null gewählt werden kann, so daß die Originalstruktur entsteht [14] [15].

1.2.3. Variationsberechnung [11] [12] [13]

Bezüglich der Feldstärkeverteilung in den Diskontinuitäten sind die Amplituden in den Grenzflächen unbekannt. Es läßt sich zeigen, daß bei Wahl der richtigen Verteilung die im Volumen der gesamten Diskontinuität gespeicherte Energie ein Minimum annimmt. Das kann ausgenutzt werden, um „stationäre Ausdrücke" für die Integralparameter ϱ, Z, Y des Feldes zu formulieren. Mit Hilfe des Ritzschen-Verfahrens läßt sich auf Grund dieser Minimumseigenschaft aus dem „stationären Ausdruck" ein lineares Gleichungssystem zur Berechnung der unbekannten Amplituden der Feldverteilung in der Grenzfläche (Apertur) gewinnen.
Besonders vorteilhaft ist diese Methode bei der Berechnung verlustloser Eintore. Durch die Formulierung der Lösung mit der E- oder H-Verteilung in der Apertur ist eine Angabe der Rechengenauigkeit sofort möglich.
In [6] [10] wurde mit der Variationsrechnung die Geometrie nach

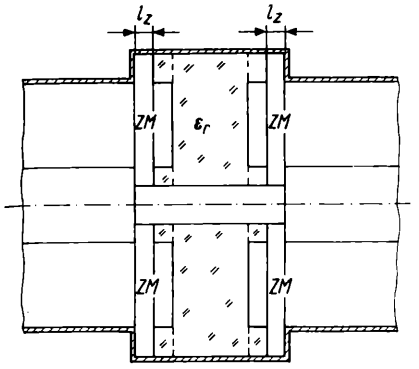


Bild 3
Diskontinuitäten nach Bild 2, aber mit Zwischenmedium zur Orthogonalreihenentwicklung; für $l_z \to 0$ folgt die Originalstruktur

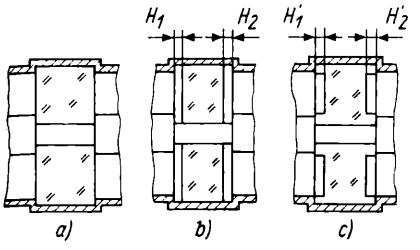


Bild 4
Modelle von Stützscheiben

Bild 1*a*) berechnet und optimiert. Die Zweckmäßigkeit der beiden Methoden kann wie folgt festgelegt werden:

a) Anregung nur mit der Grundwelle einer Leitung; gesuchte Größen: ϱ, Z, Y für diese Grundwelle; Methode: Variationsrechnung (einzelne Diskontinuität, z. B. Stützscheibe)

b) Anregung mit Grundwelle und höheren Moden; gesuchte Größen: S_{ij} für Grundwelle und höhere Moden [$(2n)^2$ Matrixelemente für n Moden]; Methode: Orthogonalreihenentwicklung (Kettenschaltung mehrerer Diskontinuitäten, z. B. Stützscheibe — Durchmessersprung = Übergangsstecker).

1.3. Optimierung der Stützscheibe

Die in den Bildern 1 bis 3 vorgestellten Diskontinuitäten sind Störungen der homogenen Koaxialleitung. Auftretende Reflexionen werden vom Anwender als störend empfunden. Folglich lautet die Aufgabe: Suche eine Geometrie, bei der die Reflexionen in einem betrachteten Frequenzbereich minimal sind. Das läßt sich mathematisch so formulieren:

$$\frac{\int_{f_u}^{f_0} |S_{11}(f)|^2 \, \mathrm{d}f}{f_0 - f_u} \to \text{Minimum}. \tag{3}$$

Dieser Zusammenhang kann nur mit einem Rechner unter Anwendung der Analysenmethode (Abschn. 1.2.) und einem Optimierungsalgorithmus ausgewertet werden. Die untere Frequenz f_u ist bei der Koaxialleitung 0, für die obere gilt bei einem 50-Ω-System wegen des Eindeutigkeitsbereiches der TEM-Welle [16]:

$$f_0 = \frac{126 \text{ GHz mm}}{\sqrt{\varepsilon_r}\, 2\, b}, \quad \varepsilon_r \text{ DK der homogenen Leitung}. \tag{4}$$

Alle Optimierungen der Geometrien nach Bild 1 (bis zu vier Variablen) wurden in [6] [10] [18] [19] auf diese oder ähnliche Weise vorgenommen.

2. Analyse des Reflexionsfaktors ϱ_s von Stützscheiben

Für die näherungsweise Berechnung des Reflexionsfaktors ϱ_s ist es vorteilhaft, die Bezugsebene abweichend von der in Bild 1*a*) zu wählen. Auf Grund der hohen axialen Symmetrie der Störstellen erhält man besonders einfache und übersichtliche Näherungslösungen, wenn die Bezugsebene nach Bild 5 verwendet wird. Die aus beiden Berechnungsverfahren gewonnenen Ergebnisse lassen sich miteinander vergleichen, indem über die bekannten Transformationsgleichungen die Reflexionsfaktoren auf eine gemeinsame Bezugsebene umgerechnet werden.

Verschiedene Stützscheiben für Koaxialleitungen wurden in [10] theoretisch untersucht. Sind alle Parameter (geometrische Abmessungen, Dielektrikum) eingehalten, läßt sich z. B. eine optimierte Polystyrolscheibe herstellen, deren größter Reflexionsfaktor im Arbeitsfrequenzbereich unter $\varrho_s = 0{,}2\%$ liegt und daher meßtechnisch kaum zu erfassen ist.

Bei der Herstellung der Stützscheiben sind die Einflüsse der Fertigungstoleranzen auf die Reflexionseigenschaften interessant. Vorausgesetzt werden muß ein homogenes Dielektrikum. Mit [10] ist das Reflexionsverhalten für Stützscheiben der Bilder 4*a*) und 4*b*) exakt zu berechnen, wobei die nach Bild 4*b*) axialsymmetrisch ($H_1 = H_2 = H$) sein muß. Die Ergebnisse für Scheiben nach Bild 4*b*) kann man näherungsweise auf die Form nach Bild 4*c*) übertragen, die für praktische Anwendungen wegen ihrer axialen Sicherung am interessantesten ist.

Ist $H_1 \neq H_2$, wird für die feldtheoretische Analyse der Berechnungsaufwand so groß, daß versucht werden soll, mit Näherungslösungen in der Umgebung von H_0 die Toleranzeinflüsse abzuschätzen. H_0 ist der Wert für $\varrho_s \to 0$, wobei Innen- und Außendurchmesser ebenfalls so bemessen sind, wie sie sich aus der Optimierung dieser Scheibengeometrie (Bild 4*b*) für $\varrho_s \to 0$ ergeben [10].

2.1. Näherungsweise Berechnung von ϱ_s

Grundlage bildet ein Berechnungsverfahren nach [7], wobei zur Erhöhung der Genauigkeit auch auf Ergebnisse aus den feldtheoretischen Berechnungen [10] zurückgegriffen wird.

Der Reflexionsfaktor an den Sprungkanten ϱ_k (Bild 5) ist näherungsweise [7]

$$\varrho_k = -\mathrm{j}\, \varepsilon_r\, K_s f. \tag{5}$$

ε_r charakterisiert das die Sprungkanten bedeckende Dielektrikum, K_s enthält die Geometrieeinflüsse am Sprung. Die Reflexionsfaktoren

$$\varrho_1 = \frac{Z' - Z_0}{Z' + Z_0}, \qquad \varrho_2 = \frac{Z_s - Z'}{Z_s + Z'} \tag{6}$$

sind reine Z-Sprünge (Bild 5).

Für die symmetrische Stützscheibe nach Bild 4*b*), in Bild 5 sind dann $H_1 = H_2 = H$, ergibt die lineare Überlagerung der Reflexionsfaktoren an der Stelle $z = 0$:

$$\varrho_s = (\varrho_1 + \varrho_k)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\alpha} + (-\varrho_1 + \varrho_k)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\alpha} + \varrho_2 (\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\beta} - \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta}) \tag{7}$$

mit

$$\alpha = \frac{4\pi}{\lambda}\left[K_1 (t - H)\sqrt{\varepsilon_r} + K_2 H\right], \qquad \beta = \frac{4\pi}{\lambda} K_1 (t - H)\sqrt{\varepsilon_r}. \tag{8}$$

K_1 und K_2 sind Korrekturfaktoren, die den Einfluß von Feldverzerrungen an den Störstellen berücksichtigen. Man kann Gl. (7) mit Gl. (5) umformen zu

$$\varrho_s = 2\mathrm{j}\,(\varrho_1 \sin\alpha - |\varrho_k| \cos\alpha + \varrho_2 \sin\beta). \tag{9}$$

Für den Sonderfall $H \to 0$ geht $Z \to Z_s$ (Bild 5), und man erhält

$$\varrho_s (H = 0) = 2\,\mathrm{j}\left(\frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \sin\alpha - |\varrho_k| \cos\alpha\right), \tag{10}$$

den Reflexionsfaktor der unkompensierten Scheibe.

Unter Verwendung des Rechengangs nach Gl. (7) und Gl. (8), wobei für H die links- und rechtsseitigen Werte vom Bild 5 gesondert zu berücksichtigen sind, ergibt sich

$$\varrho_s = (\varrho_1 + \varrho_k)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\alpha_1} + (-\varrho_1 + \varrho_k)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\alpha_2} + \varrho_2 (\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\beta_1} - \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta_2}). \tag{11}$$

Im optimalen Fall ist ϱ_s ($H_1 = H_2 = H_0$) = 0.

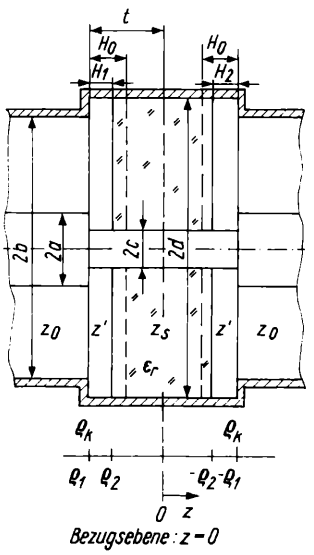
Aus Gl. (11) läßt sich über das totale Differential $\Delta\varrho_s$ in Abhängigkeit von allen Parameterschwankungen bestimmen:

$$\Delta\varrho_s = \Delta\varrho_1 \left(\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_r}\right) + \Delta\varrho_2 \left(\frac{\Delta t}{t}\right) + \Delta\varrho_3 \left(\frac{\Delta x}{x}\right) + \Delta\varrho_4 (\Delta H_1 + \Delta H_2) + \Delta\varrho_5 (\Delta H_1 - \Delta H_2) \tag{12}$$

mit $x = d/c$.

2.2. Diskussion der Ergebnisse

Für optimal breitbandig kompensierbare Stützscheiben erhält man aus den feldtheoretischen Untersuchungen [10] die Bedingung $Z_s < Z_0$, wobei Z_s vom Scheibendielektrikum ε_r abhängt. Damit ergibt sich für die volle Scheibe aus Gl. (10), daß ϱ_s immer



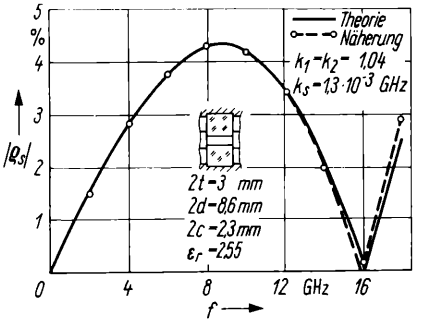


Bild 6. Errechneter Reflexionsfaktor der unkompensierten Polystyrolscheibe für 3/7-Leitung

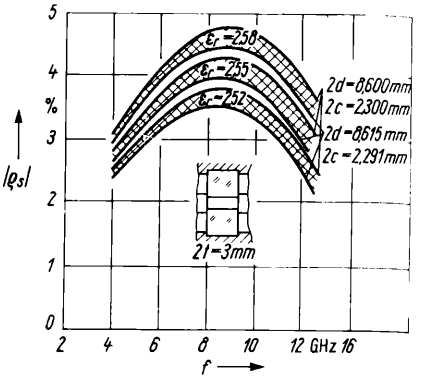


Bild 7. Errechneter Reflexionsfaktor der unkompensierten Polystyrolscheibe für verschiedene ε_r mit Streubereichen infolge von Durchmessertoleranzen

◀ **Bild 5.** Modell der Stützscheibe und Lage der Reflexionsstellen

imaginär und für einen breiten Frequenzbereich kapazitiv ist. Bei praktisch vorkommenden Scheibenbreiten $2\,t$ durchläuft $\varrho_s\,(f)$ ein Maximum. Im Bild 6 ist der exakte Reflexionsfaktorverlauf für eine volle Polystyrolscheibe im Querschnitt 3/7 dargestellt. Zum Vergleich wurde die mit Gl. (10) errechenbare Kurve eingezeichnet, wobei die Parameter K_s und K_1 so gewählt sind, daß Maximal- und Minimalwert von $|\varrho_s|$ aus Gl. (10) mit den exakten Werten übereinstimmen.

Die sehr gute Approximation des theoretischen Reflexionsfaktorverlaufs durch Gl. (10) gibt die Möglichkeit, auf einfache Weise Toleranzeinflüsse von Innen- und Außendurchmesser sowie ε_r auf ϱ_s abzuschätzen. K_s aus Gl. (5) kann im Bereich von $\varrho_{s\,\max}$ dabei als konstant angenommen werden, wie eine ausführliche Untersuchung mit den Ergebnissen aus [7] zeigt. Im Bild 7 sind für die Scheibe von Bild 6 einige Toleranzbereiche angegeben. Bei entsprechend genauer Fertigung kann die Geometrie der vollen Stützscheibe zur ε_r-Messung benutzt werden.

Den experimentell bestimmten Reflexionsfaktorverlauf einer vollen Polystyrolscheibe zeigt Bild 8. Zum Vergleich sind Rechenkurven nach [10] für mehrere ε_r-Werte eingetragen. Bei idealen Fertigungsmaßen sollte sich die experimentelle Kurve mit der rechnerischen für $\varepsilon_r = 2{,}55$, dem Tabellenwert für Polystyrol, decken. Die Abweichung zu $\varepsilon_r = 2{,}50$ ist nicht mehr allein mit Fertigungstoleranzen ($H8/h8$) zu erklären, sondern auch durch ein niedriges ε_r der Scheibe bedingt (vgl. Bild 7). Der theoretische Reflexionsfaktorverlauf für eine axialsymmetrische Polystyrolscheibe nach Bild 4*b*) ist im Bild 9 dargestellt. Parameter ist die Kompensations-Eindrehtiefe H. Man erkennt, daß der experimentelle Abgleich etwa bei 8 bis 10 GHz erfolgen sollte. Aus Bild 10 ist für die Stützscheibe vom Bild 4 das experimentelle Abgleichverhalten ersichtlich. Dabei wurde die Bauform von Bild 4*c*) für $H_1' = H_2'$ gewählt. Zum Vergleich sind die Rechenwerte von Bild 9 für 8 GHz eingetragen. Als optimalen Wert für $\varrho_s = 0$ bei 8 GHz erhält man $H_{\mathrm{opt}} = 0{,}225$ mm. Die Optimierung nach [10] ergibt als günstigsten Wert für den gesamten Arbeitsfrequenzbereich $H_{\mathrm{opt}} = 0{,}21$ mm (vgl. Bild 9).

Um mit Gl. (12) den allgemeinen Fall für $\Delta\,\varrho_s$ abschätzen zu können, wird $\partial\,\varrho_s/\partial\,H$ in der Umgebung von H_0 benötigt. In Bild 11 sind die theoretischen Werte mit der Näherungslösung aus Gl. (9) verglichen worden.

Für die einseitig zur axialen Symmetrieebene verschobene Scheibe stellt die Näherung für $\Delta\,\varrho_s$ in Gl. (12) die einzige Rechengrundlage dar und bedarf der experimentellen Überprüfung. Es wurde eine Stützscheibenanordnung nach Bild 4*b*) für den Querschnitt 7/16 aufgebaut, deren Abmessungen sich aus den optimalen Werten für die Polystyrolscheibe im Querschnitt 3/7 [10] durch entsprechende Umrechnung ergeben. Die gesamte Meßanordnung wurde mit eingebauter Stützscheibe bei $H_1 = H_2 = H_0$ auf $\varrho_{\mathrm{ges}} \to 0$ kompensiert. Anschließend wurde die axiale Lage des Polystyrolkörpers verändert, und ϱ_s wurde gemessen. Die Meßergebnisse und die errechneten Näherungswerte sind in den Bildern 12 und 13 dargestellt.

Den näherungsweisen Reflexionsfaktorverlauf bei Schwankungen der Scheibenbreite $2t$, des Durchmesserverhältnisses $2d/2c = x$ und von ε_r kann man relativ gut mit Gl. (12) annähern (Bild 14).

Der auf Fertigungstoleranzen zurückzuführende Einfluß der Scheibenbreite läßt sich vernachlässigen. Ist sgn $\Delta\,\varepsilon/\varepsilon \neq$ sgn $\Delta\,x/x$, tritt ein Kompensationseffekt ein. Mit einer Änderung der Eindrehtiefe ist breitbandig keine Kompensation dieser beiden Einflüsse möglich, vergleiche Bild 14. Läßt man für ε_r und für d/c nur 1% Toleranz zu, so muß man im ungünstigsten Fall mit $|\Delta\,\varrho_s| = 1{,}2, \ldots 1{,}3\%$ bei 18 GHz rechnen und bei 12 GHz immer noch mit $|\Delta\,\varrho_s| = 1\%$. Wird für die Kompensationseindrehung H_0 noch $\pm 0{,}02$ mm Toleranz zugelassen, erhöht sich der Wert bei 12 GHz auf 1,5% für den Imaginärteil, während vom axialen Versatz noch 0,4% Realteil hinzukommen. Daher ist in diesem Fall, der durchaus praktisch vorkommenden Werten entspricht, mit etwa 1,6% Reflexionsfaktor bei 12 GHz zu rechnen. Führt man die Rechnung nach Gl. (12) aus, so ist erkennbar, daß mit geringeren ε_r-Werten die Empfindlichkeit der Stützscheibe gegenüber Toleranzen verringert wird.

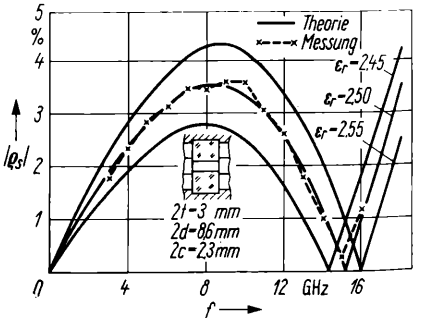


Bild 8
Reflexionsfaktor einer unkompensierten Polystyrolscheibe für 3/7-Leitung

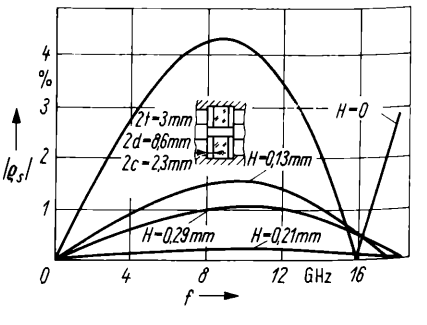


Bild 9
Errechneter Reflexionsfaktorverlauf einer Polystyrolscheibe in Abhängigkeit von der Kompensationseindrehung H

3. Zusammenfassung

Es werden die feldtheoretischen Ergebnisse (Optimierung und Toleranzrechnungen) approximiert. Im Gegensatz zur Feldberechnung ergeben sich ingenieurmäßige Gleichungen, mit denen Toleranzuntersuchungen relativ einfach durchgeführt werden können.

Folgende Erkenntnisse wurden gewonnen:

1. Mit Hilfe der Reflexionsfaktorkurven der vollen Stützscheibe ist eine ε_r-Messung des Scheibenmaterials möglich.

2. Im Maximum des Reflexionsfaktors der vollen Scheibe für optimalen radialen Sitz ist die Scheibe abzugleichen. Zwischen dem Betrag des Reflexionsfaktors und der Eindrehungstiefe besteht ein fast linearer Zusammenhang, der zur optimalen Kompensationstiefe führt.

3. Die vom Ideal abweichende, axial zur Symmetrieebene verschobene Scheibe kann mit den Approximationsgleichungen in der Umgebung des Optimums näherungsweise bezüglich des Reflexionsfaktors beschrieben werden.

4. Schwankungen der Dielektrizitätskonstante und der Durchmesser können einander kompensieren, die Kompensation der axialen Unsymmetrie ist mit keinem anderen Stützscheibenparameter möglich.

5. Toleranzen von ε_r und D/c zu 1%, H zu 10% führen zu Reflexionsfaktoren oberhalb 12 GHz von etwa 1,6% im Querschnitt 3/7.

6. Geringere ε_r-Werte senken die Toleranzempfindlichkeit.

Eingegangen am 4. Dezember 1981 NaA 8820

Literatur

[1] *Meinke, H.*: Theorie der Hochfrequenzschaltungen. München: R. Oldenbourg Verlag 1951

[2] *Meinke, H.; Grundbach, F. W.*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1968

[3] *Meinke, H.; Scheuber, A.*: Die Berechnung der Übertragungseigenschaften zylindersymmetrischer Bauelemente koaxialer Leitungen aus dem Verhalten von ebenen elektrostatischen Feldern. AEÜ 6 (1952) 6, S. 221–227

[4] *Kaden, H.; Ellenberger, G.*: Reflexionsfreie Stützscheiben in koaxialen Leitungen. AEÜ 3 (1949) 8, S. 313–322

[5] *Kraus, A.*: Meßkurven des Reflexionskoeffizienten kompensierter Inhomogenitäten bei koaxialen Leitungen und die daraus ermittelte optimale Dimensionierung. Teil 1 u. 2. Rhode & Schwarz-Mitteilungen (1956) 8, S. 1–12; (1960) 14, S. 386–390

[6] *Schramm, S.*: Optimierung von Stützscheibengeometrien für Koaxialleitungen mit Hilfe der Variationsrechnung. Informations- und Energietechnik 7 (1977) 3, S. 219–233

[7] *Pakullat, D.*: Die Berechnung und Kompensation des Reflexionsfaktors von Garnituren für koaxiale Leitungen. Frequenz 23 (1969) 7, S. 202–210

[8] *Kulikov, E. L.; Kinikstul, E. I.*: Berechnung der Parameter dielektrischer Stützscheiben in Koaxialleitungen. Radiotechnika i Elektronika 18 (1973) 6, S. 1151–1158

[9] *Kulikov, E. L.; Kinikstul, E. I.; Muravleva, V. I.*: Probleme der Berechnung und Konstruktion koaxialer Querschnittsübergänge. Radiotechnika i Elektronika 19 (1974) 12, S. 2618–2623

[10] *Martius, S.*: Die Berechnung rotationssymmetrischer Diskontinuitäten in der Koaxialleitung. Dissertation, Technische Hochschule Ilmenau 1980

[11] *Borgnis, F. S.; Papas, C. H.*: Randwertprobleme der Mikrowellenphysik. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1955

[12] *Nikolskij, V. V.*: Variationsverfahren für Eigenwertaufgaben der Elektrodynamik. Moskau: Nauka 1967

[13] *Harrington, R. F.*: Field computation by moment methods. New York: The Macmillan Co.; London: Collier-Macmillan 1968

[14] *Piefke, G.*: Feldtheorie, Bd. III. Mannheim, Wien, Zürich: Bibliographisches Institut AG 1977

[15] *Krohne, M.*: Wellenausbreitung und Beugung in einem mit koaxialen, dielektrischen Zylindern beschwerten Rundhohlleiter. Dissertation Technische Hochschule Darmstadt 1971

[16] Rigid precision coaxial lines and their associated precision connectors. IEC Publ. 457-1 bis 457-3 Genf: Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 1974

[17] *Kirkpatrik, R.; Pratt, R. E.; Chambers, D. R.*: Coaxial components and accessories for broadband operation to 26,5 GHz. HP-Journal 28 (1977) 10, S. 10–16

[18] *Schramm, S.*: Die Berechnung der Reflexions- und Transmissionseigenschaften von Durchmessersprüngen und Stützscheiben in koaxialen Leitungen. Informations- und Energietechnik 6 (1976) 1, S. 79–90

[19] *Schramm, S.*: Die Berechnung der Reflexions- und Transmissionseigenschaften von Durchmessersprüngen und Stützscheiben in koaxialen Leitungen (Ergänzungen). Informations- und Energietechnik 7 (1977) 1, S. 53–67

Dr. sc. techn. *Siegfried Martius*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, Postschließfach 327; Dipl.-Phys. *Hermann Oswald*, VEB Robotron-Elektronik Radeberg, 8142 Radeberg, Wilhelm-Pieck-Str. 70

Bild 10
Reflexionsfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Kompensationseindrehung H für Polystyrolscheiben im Querschnitt 3/7 bei $f = 8$ GHz

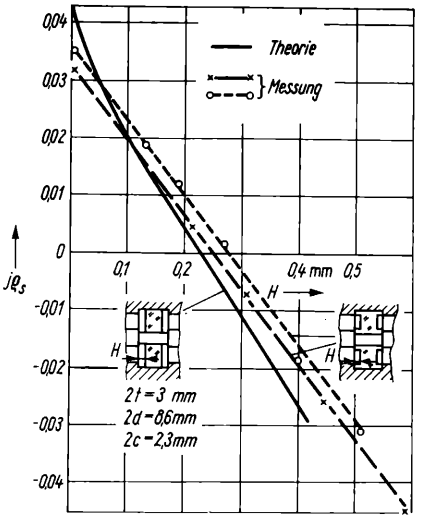


Bild 11
$\delta\, \varrho_S/\delta H$ einer optimalen Polystyrolscheibe für den Querschnitt 3/7 bei $H = H_0$

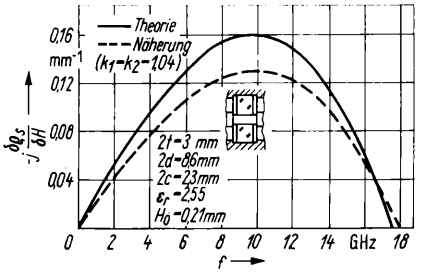


Bild 12
Reflexionsfaktor einer Stützscheibe mit axial versetztem Polystyrolkörper im Querschnitt 7/16

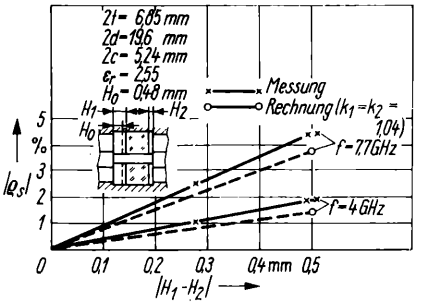


Bild 13
Errechneter Reflexionsfaktor bei axial versetzter Stützscheibe (Näherungsrechnung, $K_1 = 1{,}04$)

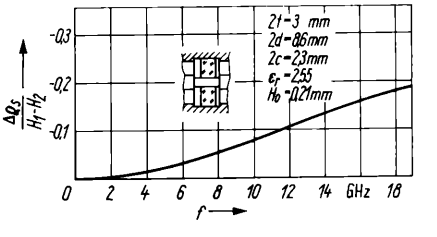
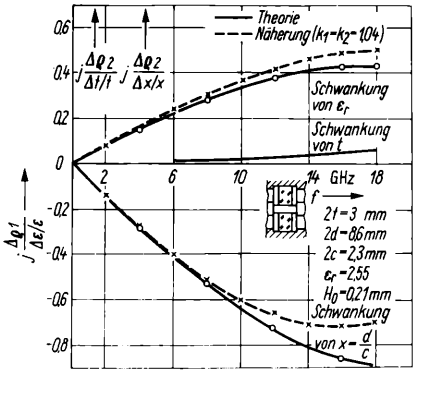


Bild 14
Vergleich von exakten und Näherungswerten für $\Delta\, \varrho_S$ bei Schwankungen von ε_r, t und d/c



Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 4

C. Hälsig, KDT, Kleinmachnow

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow

Deskriptoren: Regelkreis, Selektion, Simulation

4.2.2. Modellbeispiele

Analysiert man das in [16] diskutierte und von *Wiener* entwickelte bekannte Schema der kybernetischen Instanzen, dann ergibt sich in Anlehnung an diese Veröffentlichung und unter Beachtung der bisherigen Erkenntnisse ein Schema nach Bild 25.

Im Vergleich der Darstellungen fällt auf, daß der Schwerpunkt der „Beobachtungsinstanz" mit der neuen Darstellungsform nicht in der Codierung gesehen wird, sondern in der Selektion als Selektorinstanz. Die notwendigen Selektoreigenschaften zur einwandfreien Regelung sind in diesem Beispiel von der Umwelt selbst abhängig: Die erforderliche Genauigkeit zur Bestimmung der Fahrt- und Windrichtung hängt von den Fahrverhältnissen, z.B. offene See oder Riffe, ab. Gleiches gilt für die Expantor-Instanz.

Unter Beachtung der Erkenntnisse von Abschn. 4.2.1. und ausgehend von dem Grundmodell nach Bild 25 läßt sich für den Leitungsprozeß ein einfaches Modell angeben, bei dem die Führungsgröße in das erweiterte Regelkreisschema einbezogen und das geleitete System als Bestandteil der Umwelt dargestellt wird (Bild 26).

In [15] wurde ein Schema zur Entwicklung von Modellen dargestellt. Dieses in Bild 27 wiedergegebene Schema läßt sich vorteilhaft durch das erweiterte Regelkreismodell (Bild 28) ersetzen. Die allmähliche Verbesserung des Modells im Schema des Bildes 28 ist als Kreisprozeß mit der Führungsgröße F — der besten Widerspiegelung der Realität durch das Modell — zu verstehen.

Da der Erkenntnisprozeß bekanntlich einen Prozeß der Widerspiegelung der objektiven Realität, der geistigen Reproduktion der Wirklichkeit im menschlichen Bewußtsein darstellt, ist die Erarbeitung von Modellen (nach Bild 27 bzw. Bild 28) ein typisches Beispiel dieses Prozesses. Zugleich wird die Gültigkeit des erweiterten Regelkreismodells für den Erkenntnisprozeß deutlich, wenn man für „Objekt" den Begriff „Realität" setzt. Auf die gesonderte Darstellung der Transformation wird im Modell verzichtet, da sie bereits durch die „Ordnung" der Systeme, die die Einführung des Selektors und Expantors bewirkt, im Prinzip ausgedrückt wird.

Betrachtet man, wie bereits am Bild 28 diskutiert, dieses Regelkreisschema als Kreisprozeß, so wird die Weiterentwicklung durch wiederholtes Durchlaufen des Prozesses — also durch den dialektischen Weg der Erkenntnis der Wahrheit — erreicht (Bild 29). *Lenin* sagt hierzu in [17]: „Von der lebendigen Anschauung zum abstrakten Denken und von diesem zur Praxis — das ist der dialektische Weg der Erkenntnis der Wahrheit, der Erkenntnis der objektiven Realität".

Diese Betrachtungen zum Erkenntnisprozeß zeigen, daß die Evolution durch „Mutation" (Expantion) und Selektion nicht auf den rein biologischen Bereich beschränkt ist, sondern eine wesentliche Möglichkeit kybernetischer Systeme ist. Selektion und Expantion sind ihre Triebkräfte. Wenn aber die Selektion eine wesentliche Rolle im Prozeß der Höherentwicklung spielt, dann kommt der Verbesserung von Selektoren auch aus diesem Gesichtspunkt eine große Bedeutung zu (interessanter Aspekt: durch verbesserte Selektion innerhalb des Erkenntnisprozesses — Verbesserung von Selektoren in verschiedenen Bereichen der Wirklichkeit).

4.3. Biologische Evolution — technische Optimierung

4.3.1. Optimierungsprinzip nach *Rechenberg*

Die kybernetische Betrachtungsweise der Selektionsvorgänge, speziell die Analyse des biologischen Evolutionsprozesses führt zu interessanten, praktisch direkt nutzbaren Ergebnissen. So geht *Rechenberg* in [18] davon aus, „daß die biologische Evolution eine optimale Strategie zur Anpassung der Lebewesen an ihre Umwelt darstellt" und, daß es sich anbietet, „die Prinzipien der biologischen Evolution auch zur Optimierung technischer Systeme heranzuziehen". Das Prinzip besteht darin, bei maximaler Abstraktion die biologische Evolution als zweistufigen Wechselwirkungsprozeß, nämlich

— Erzeugung zufälliger Variationen (Mutation) und

— Aussonderung unvorteilhafter Varianten (Selektion)

aufzufassen und das biologische System mit dem technischen wie folgt zu vergleichen:

1. Gesamtheit der Erbanlagen eines Lebewesens (Genotyp) mit den Konstruktionsunterlagen des technischen Gebildes

2. Sichtbares Erscheinungsbild eines Lebewesens (Phänotyp) mit dem betriebsfertigen Objekt

3. Vitalität eines Lebewesens in bestimmter Umwelt mit der Qualität eines technischen Objekts unter vorgegebenen Randbedingungen.

Hat ein Genotyp die Variablen x_i, $i = 1, 2, \ldots, n$, dann charakterisiert die Qualitätsfunktion $Q(x_i)$ die Lebensfähigkeit des Genotypen bzw. die Qualität des technischen Gebildes. Das Abbild dieser Qualitätsfunktion bildet einen Punkt im n-dimensionalen Raum. Bei fortschreitender Evolution durch Mutation (Veränderung der Variablen x_i) und Selektion (Aussondern von ungeeigneten Varianten entsprechend Qualitätsfunktion) strebt dieses Abbild einem Extremwert zu, wodurch der Genotyp bzw. das technische Objekt optimiert wird.

Rechenberg unterscheidet nach Art der angewandten Evolutionsmechanismen in „vereinfachte technische Nachahmung" und „höhere Nachahmungsstufen".

4.3.2. AOW-Filter-Entwurf

Bild 30 zeigt das Prinzip der Anregung akustischer Oberflächenwellen durch gewichtete Wandlerstrukturen. Senkrecht zur Richtung der Wandler-„Finger" wird beidseitig eine Oberflächenwelle abgestrahlt. Das Frequenzverhalten ist im Zusammenhang mit den Parametern des piezoelektrischen Substrats eine Funktion der Fingerpaarzahl der Wandler, des Abstands und der Breite der Finger sowie deren Überlappung.

Zwischen den Fingerüberlappungen und der Stärke der durch sie hervorgerufenen akustischen Quellen wird ein linearer Zusammenhang angenommen, so daß man von der Wandlerstruktur direkt auf die Impulsantwort des Wandlers schließen kann (Bild 30). Diese wiederum ist bekanntlich mit der Übertragungsfunktion durch die Fourier-Transformation eindeutig verknüpft. Unter der Voraussetzung, daß die akustischen Quellen voneinander die gleichen Abstände haben, kann man ihre Amplituden als äquidistante Abtastwerte der Impulsantwort auffassen und sie der diskreten Fourier-Transformation unterziehen. Der Betrag der so gewonnenen Übertragungsfunktion ist der Amplitudenfrequenzgang $H(f)$.

So ergibt sich das Übertragungsverhalten

$$H(f) = |H(f)|\, e^{j\Phi(f)}$$

aus den Übertragungsfunktionen von zwei Wandlern, wenn ein Wandler uniform ist, nach

$$H(f) = H_1(f)\, H_2(f)$$

$$\text{mit } \Phi(f) = 2\pi f \tau + \arctan \frac{\operatorname{Im}\{H(f)\}}{\operatorname{Re}\{H(f)\}}$$

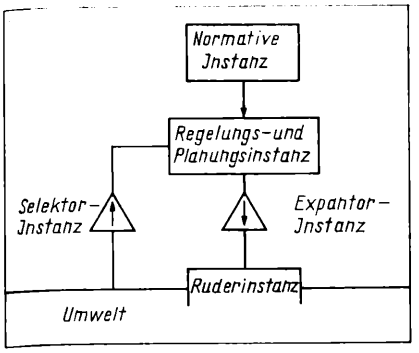


Bild 25. Erweitertes Schema kybernetischer Instanzen

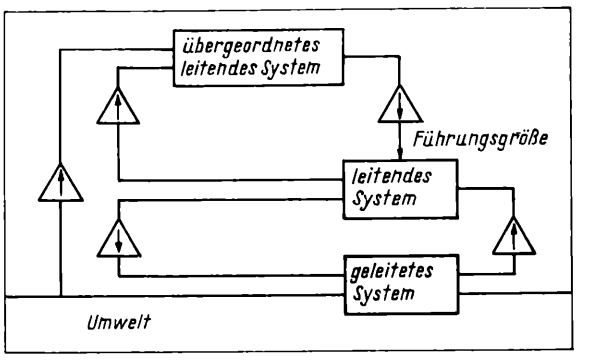


Bild 26. Erweitertes Leitungsmodell

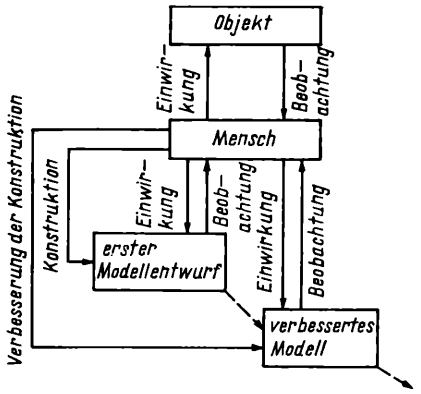


Bild 27. Schema zum Aufbau von Modellen

Bild 28. Erweitertes Regelkreisschema zum Inhalt von Bild 27

Bild 29. Erkenntnisprozeß

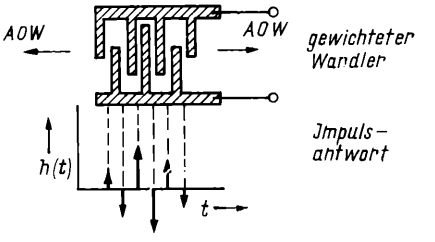


Bild 30. Interdigitalwandler-Prinzip mit entsprechender Impulsantwort

(τ Verzögerungszeit). Ist einer der beiden Wandler ausreichend breitbandig ausgelegt, dann folgt unter der Annahme eines linearen Phasengangs

$$H(f) = A\,|H_1(f)|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,2\pi f\tau} \tag{104}$$

so daß sich mit der Fourier-Transformation die Impulsantwort

$$h(t) = B \int_{-}^{+\infty} |H_1(f)|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,2\pi f(t+\tau)}\,\mathrm{d}f \tag{105}$$

ergibt.

Nach Begrenzung und Digitalisierung von $|H_1(f)|$ ist die Fourier-Transformation numerisch durchführbar. Je nach Wahl der Anzahl der Abtastpunkte N erhält man die Zeitfunktion

$$h(t_i) = C \sum_{n=0}^{N-1} |H_1(n\,\Delta f)|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,2\pi n\,\Delta f t_i}. \tag{106}$$

Bild 31 zeigt eine symmetrische Übertragungsfunktion zusammen mit der entsprechenden Impulsantwort. Die Amplitudencharakteristik des Filters erfüllt nicht die Forderungen des Dämpfungstoleranzschemas. Um diesen Zielwert zu erreichen, wurde die Optimierungsstrategie der biologischen Evolution angewandt.

4.3.3. Anwendung der Optimierungsstrategie

Ausgangspunkt des Verfahrens ist eine Filteranordnung, bestehend aus einem breitbandigen, ungewichteten Wandler (mit niedriger Fingerpaarzahl) und einem gewichteten Wandler, der den Frequenzgang der Gesamtanordnung bestimmt. So kann man die Fingerüberlappungen als Objektparameter interpretieren, die die Koordinaten des Systems im n-dimensionalen Raum darstellen [20].

Aus der vorgegebenen Wandlerstruktur, die durch ihre Fingerüberlappungen repräsentiert wird und deren Übertragungsverhalten bekannt ist, wird unter der Wirkung der Mutationsmechanismen eine zweite Struktur erzeugt. Dazu werden die Finger-

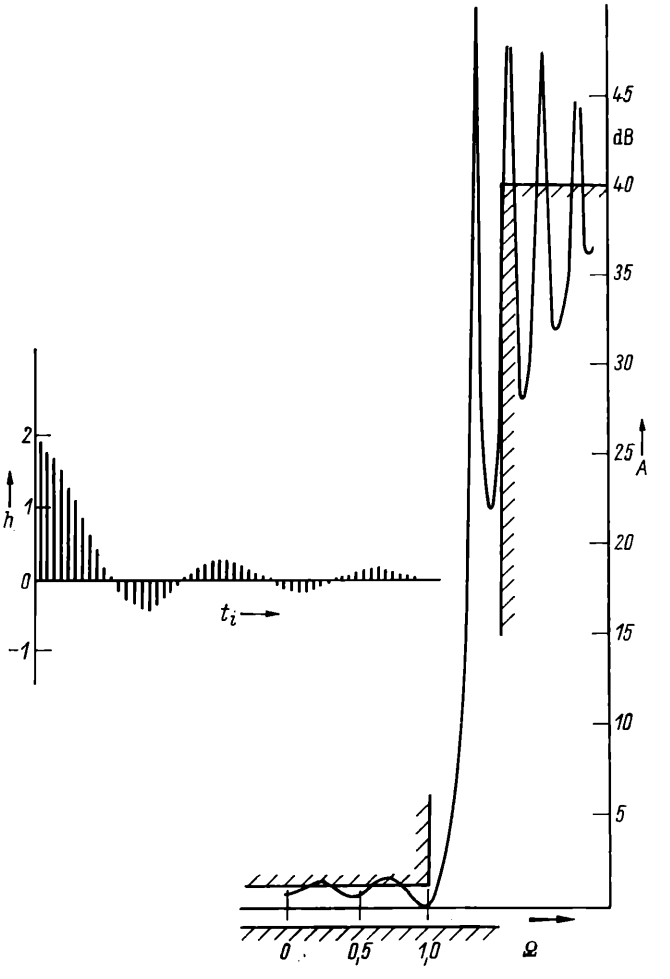


Bild 31. Impulsantwort mit zugehörigem Amplitudenfrequenzgang

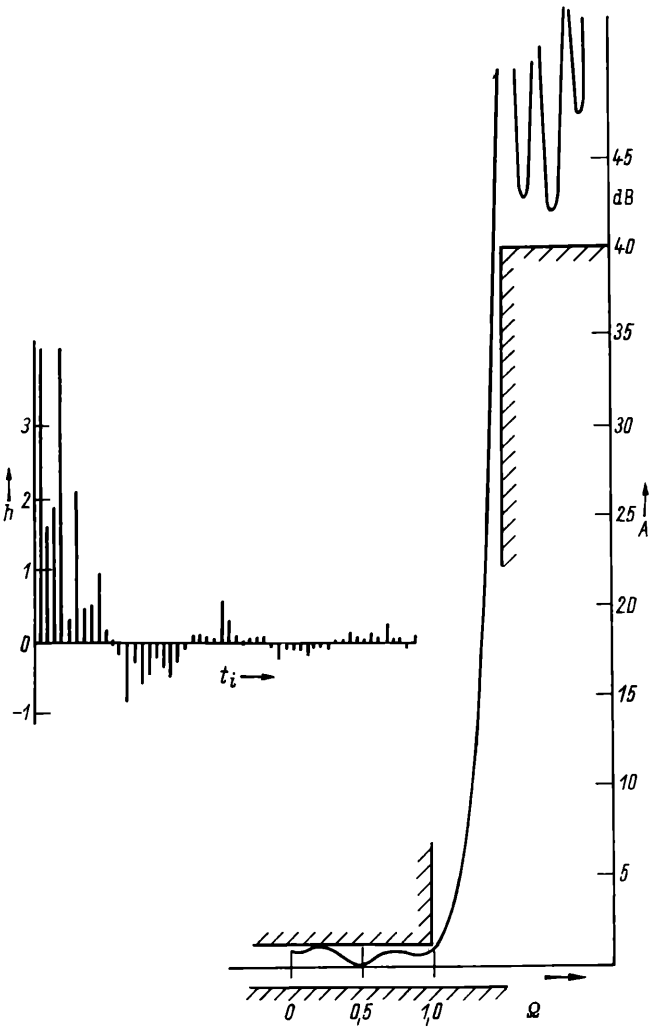


Bild 32. Optimierter Amplitudenfrequenzgang mit zugehöriger Impulsantwort

überlappungen in der Form eines Vektors dargestellt, und zu jeder Koordinate wird eine Zufallszahl z addiert.

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1' \\ \vdots \\ x_n' \end{pmatrix}.$$

Diese Zufallszahlen werden durch eine Normalverteilung beschrieben, deren Mittelwert Null ist. Ihre Standardabweichung wird durch den Optimierungsalgorithmus bestimmt.

Wesentlich für dieses Optimierungsverfahren ist die Entscheidung, welche der beiden zur Auswahl stehenden Strukturen den höheren Qualitätswert hat. Der Abstand der aktuellen Kurve zur Zielkurve wird definiert mit [20]

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{p} \sum_{i=1}^{p} c_i^2}.$$

Es gilt $c_i = \Delta a_i / \Delta b_i$, wenn $\Delta a_i \geqq \Delta b_i$ und $c_i = 0$ für $\Delta a_i < \Delta b_i$.

Δa_i ist die Pegeldifferenz zwischen dem aktuellen und dem Sollfrequenzgang bei einer festen Frequenz, und Δb_i ist die halbe Toleranzbreite des Sollfrequenzgangs bei dieser Frequenz. p gibt die Anzahl der Abtastpunkte der Kurve an. Der Qualitätswert Q ergibt sich zu $Q = 1/\delta$.

Der Selektionsvorgang kann verschieden eingefügt werden. Die einfachste Form besteht darin, daß die Struktur, deren Qualitätswert niedriger ist, ausgesondert und die Struktur mit dem höheren Qualitätswert einer erneuten „Mutation" unterzogen wird. Während der Simulation kann die Fortschrittsgeschwindigkeit über die Standardabweichung der Zufallswerte günstig beeinflußt werden [19].

Bild 32 zeigt das Simulationsergebnis. Der Amplitudenfrequenzgang erfüllt die Dämpfungsforderungen mit einer bisher unbekannten Charakteristik der Impulsantwort, wobei der Optimierungsprozeß unter Einbeziehung weiterer Kriterien, z. B. Mindest-Fingerüberlappung oder minimale Wandlerlänge, fortgesetzt werden kann [21].

5. Zusammenfassung

In den verschiedensten Bereichen der Wirklichkeit ist, ähnlich wie auf dem Gebiet der Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik, eine stürmische qualitative und quantitative Entwicklung der Selektionsmittel festzustellen. Die objektiv notwendige Neu- und Weiterentwicklung von selektiven Wirkmechanismen steht im direkten Zusammenhang mit der gesamtgesellschaftlichen Entwicklung, speziell mit der Entwicklung von Wissenschaft und Technik.

Die verschiedensten Selektionsvorgänge vollziehen sich nach einem einheitlichen Prinzip. Sie lassen sich daher auch einheitlich beschreiben. Mit der Einführung des Selektors als das relevante Mittel, mit dem die Selektion erfolgt, und der Definition charakteristischer Selektionseigenschaften in Anlehnung an die Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik läßt sich eine einheitliche Theorie selektiver Systeme entwickeln.

Die Theorie ermöglicht die einheitliche Darstellung von unterschiedlichsten selektiven stofflichen Prozessen ebenso wie die Erklärung von selektiven Informationsprozessen. Es wird dabei offensichtlich, daß die Bedeutung des Selektors nicht nur im Zusammenhang mit der Stabilität kybernetischer Systeme, sondern vor allem auch in der Evolution dieser zu sehen ist. Daß diese Prinzipien allgemein anwendbar sind, zeigt das Beispiel der erfolgreichen Anwendung des Prinzips der biologischen Evolution zur Optimierung technischer Systeme.

Eingegangen am 13. April 1982 NaA 8895

Literatur

[16] *Frank, H.:* Kybernetik, Brücke zwischen den Wissenschaften. Frankfurt (Main): Umschau-Verlag 1970
[17] *Lenin, W. I.:* Wissenschaft und Logik. in: Werke, Bd. 38, Berlin: Dietz Verlag 1964, S. 160.
[18] *Rechenberg, I.:* Evolutionsstrategie, Optimierung technischer Systeme nach Prinzipien der biologischen Evolution. Stuttgart – Bad Cannstadt: Fromman-Holzboog 1973
[19] *Döring, J.; Hälsig, C.:* Filterentwurf nach dem Optimierungsprinzip der biologischen Evolution. 26. IWK TH Ilmenau 1981, Reihe A 2, S. 3–6
[20] *Döring, J.:* Ermittlung der Elektrodenstruktur von AOW-Wandlern bei vorgegebenem Übertragungsverhalten nach dem Optimierungsprinzip von *Rechenberg.* ZIE der AdW, Akustoelektronik, 1978
[21] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion. Dissertation B. Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", Dresden 1980.

Doz. Dr. sc. techn. *Christian Hälsig,* VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow, 1530 Teltow, Ernst-Thälmann-Str. 10

Druckfehlerberichtigung

Im Beitrag *D. Lochmann,* Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen, in Nachrichtentechnik · Elektronik 33 (1983) 5 sind folgende Korrekturen notwendig:

Es muß richtig heißen:

Seite 202, Gl. (7c): $y = \dfrac{1 + \ln A\,|x|}{1 + \ln A}$;

Seite 203, Gl. (21): $r = 20 \log \dfrac{3 \cdot q \cdot K}{A} = \text{const}$;

Seite 204, Gl. (24): $\dfrac{P_x}{P_Q}$ statt $\dfrac{P_x}{P_Q}$;

Seite 205, Gl. (28): $S_I = \cdots \dfrac{1}{2048}$;

Seite 206, 15. Zeile: $q = q_{12} = 2^{12} \cdots$, 33. Zeile: „nur" statt „bur", vorletzte Zeile: „nun" statt „nur";

Seite 207, 29. Zeile: nach „4 Segmente" einfügen: zu;

Seite 207, Zeile vor Gl. (32): $R = 2^n - 1$

Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen. Teil 3

D. Lochmann, KDT, Berlin

Deskriptoren: Fernsprechnetz, digitales Nachrichtensystem, Verzerrungsgeräusch, Bewertung, Analyse (techn.) Verzerrungsgeräusch, AD-Wandler, Quantisierung, Codierung, Codeumsetzung, Verzerrung, Akkumulation, Klirrfaktor, Bewertungskriterien, Projektierungsgrundlagen

3. Quantisierungsverzerrungen bei der Codeumwandlung

Codeumwandlungen können in PCM-Systemen insbesondere bei internationalen Fernsprechverbindungen aus folgenden Gründen erforderlich sein:

1. Infolge des Übergangs von einem System mit 13-Segment-A-Kennlinie zu einem System mit 15-Segment-μ-Kennlinie oder umgekehrt (z. B. Verbindung Europa — USA).
2. Infolge des Übergangs auf ältere 7-bit-PCM-Übertragungssysteme.
3. Bei Transcodierungen A-μ-A- oder μ-A-μ-Umwandlung und 8-bit-7-bit-8-bit-Umwandlung.

Das Prinzip der Codeumwandlung besteht darin, daß auf der digitalen Seite der Übertragung jedes Codewort des einen Codes durch ein Codewort eines anderen Codes ersetzt wird.
Wie bereits im Abschn. 2.2.3. am Beispiel der linearen Quantisierung mit Codeumrechnung gezeigt wurde, treten dann zusätzliche Quantisierungsverzerrungen (QD) auf, wenn diese Codeumwandlung nicht in allen Fällen eindeutig reversibel ist oder wenn die Decodierausgangswerte der μ-Kennlinie von denen der A-Kennlinie verschieden sind. Auch die durch Codeumwandlung verursachten QD treten stets erst bei der DA-Wandlung auf, die immer entweder an einer 13-Segment- oder an einer 15-Segment-Kennlinie erfolgt.

3.1. Quantisierungsverzerrungen bei der A-μ- und μ-A-Codeumwandlung

Die Zuordnung der Codeworte der A-Kennlinie zu entsprechenden Codeworten der μ-Kennlinie ist international in der CCITT-Empfehlung G. 711 (siehe Tafeln 1 und 2) vereinbart [1].
In Bild 1 ist der Störabstand r der A-Kennlinie und der der μ-Kennlinie dargestellt. Man erkennt, daß sich für verschiedene Signalbereiche, insbesondere für kleine Signale, eine Abweichung ergibt, die sich bei der A-μ-Umwandlung bemerkbar macht, da beide Kennlinien in verschiedener Weise durch Geradensegmente approximiert werden müssen.
Die aus der CCITT-Empfehlung G. 711, Tafel 4, entnommene Zuordnung der Decodierausgangswerte m_{AK} der A-Kennlinie zu den Decodierausgangswerten $m_{\mu k}$ der μ-Kennlinie ist in Bild 2 dargestellt. Dabei wurden noch die Tafeln 1a und 2a der CCITT-Empfehlungen G. 711 benutzt, die die positiven Eingangs- und Ausgangswerte der 13-Segment-A-Kennlinie bzw. der 15-Segment-A-Kennlinie bzw. der 15-Segment-μ-Kennlinie enthalten. Beide Kennlinien sind so aufgebaut, daß sie die Halbstufenanhebung enthalten. Bei der A-Kennlinie entspricht eine Halbstufe 1/4096 des normierten Maximalwertes 1 des positiven Signalbereiches, deshalb ist die Tafel 1a in der Empfehlung G. 711 in 4096 Intervallziffern eingeteilt.
Die μ-Kennlinie ist für positive Signalwerte in 8 Segmente eingeteilt. Das erste Segment enthält ein Intervall der Breite 1/8192 und 15 Intervalle der Breite 1/4096. Die ganze Kennlinie in Tafel 2a der Empfehlung G. 711 für positive Werte ist somit aus Vielfachen des kleinsten Intervalls 1/8192 aufgebaut, was einer 13-bit-Linearcodedarstellung entspricht. Das Segment 1 enthält insgesamt $1 \times 1 + 15 \times 2 = 31$ Intervalle der Größe 1/8192.

Tafel 1. Auszug aus Tafel 3 der Empfehlung G. 711 des CCITT für μ-A-Codeumwandlung
Zuordnung der Intervalle bei Codeumwandlung

μ-Kennlinie Intervall-Nr.	A-Kennlinie Intervall-Nr.	Segment der A-Kennlinie
0	1	alles
1	1	Segment I
2	2	
3	2	
4	3	
5	3	
6	4	
7	4	
8	5	
9	5	
10	6	
11	6	
12	7	
13	7	
14	8	
15	8	

Alle weiteren Zuordnungen μ in A sind eindeutig.

Tafel 2. Auszug aus Tafel 4 der Empfehlung G. 711 des CCITT für A-μ-Codeumwandlung
Zuordnung der Intervalle bei Codeumwandlung

A-Kennlinie Intervall-Nr.	μ-Kennlinie Intervall-Nr.	Segment der A-Kennlinie
25	32	I
26	32	I
27	33	I
28	33	I
29	34	I
30	34	I
31	35	I
32	35	I
45	48	II
46	48	II
47	49	II
48	49	II
63	64	III
64	64	III
80	80	IV
81	80	V

Alle übrigen Zuordnungen A in μ sind eindeutig.

Bild 1
Störabstand r als Funktion des Signalpegels bei der 13-Segment-Kennlinie und bei der 15-Segment-Kennlinie für Rauschsignale

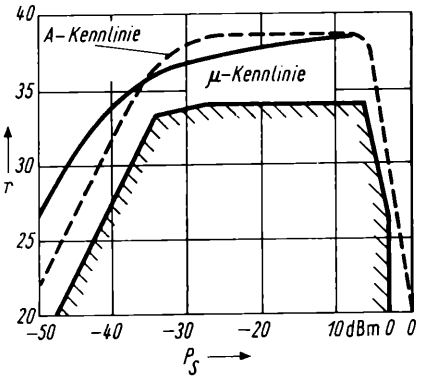
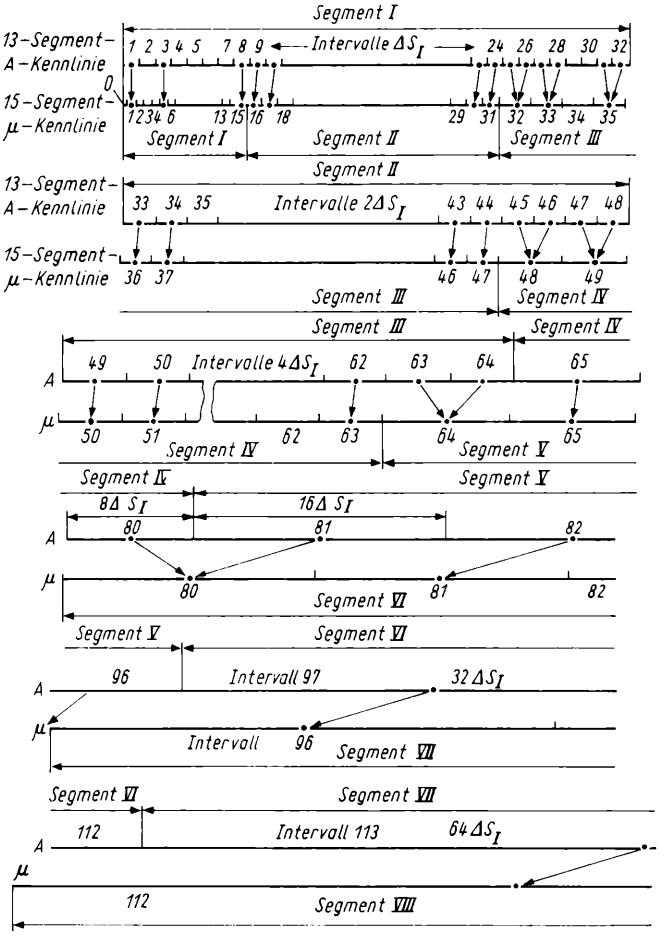


Bild 2
Zuordnung der Intervalle der 13-Segment-A-Kennlinie zur 15-Segment-μ-Kennlinie gemäß CCITT-Empfehlung G. 711, Tafel 4



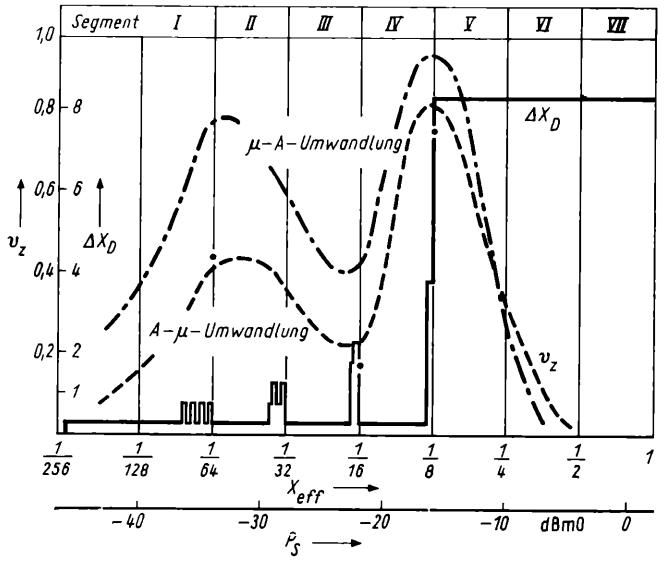


Bild 3. Abweichung Δx_D der Decodierausgangswerte x_D bei der A-μ-Codeumwandlung und zusätzliche QD bei der A-μ- und μ-A-Codeumwandlung

Jedes weitere enthält 16 Intervalle mit jeweils der doppelten Breite der Intervalle (d.h. der doppelten Anzahl der Intervalle der Breite 1/8192). Insgesamt enthält die μ-Kennlinie

$$1 \times 1 + 15 \times 2 + 16\,(4 + 8 + 16 + \cdots + 256) = 8159$$

Intervalle der Breite 1/8192.

Im Bild 2 ist der Aufbau der beiden Kennlinien für normierte positive Signalwerte nach der Intervalleinteilung geometrisch richtig dargestellt. Die Einteilung der Kennlinien in Segmente ist zu erkennen. Die Abszisse gibt gleichzeitig den positiven Signalbereich an. Da sich die Intervalle von Segment zu Segment verdoppeln, konnten nur die Segmente I und II der A-Kennlinie vollständig dargestellt werden. Von den übrigen Segmenten sind nur der Anfang oder das Ende dargestellt.

Man erkennt, daß die zur A-Kennlinie andere Segmenteinteilung der μ-Kennlinie dazu führt, daß sich jeweils am Anfang oder am Ende eines Segments verschieden große Intervalle gegenüberliegen, die aber bei der A-μ-Umwandlung einander zugeordnet werden müssen, was zu zusätzlichen QD führt.

Aus Bild 2 ist folgendes ersichtlich:

— Im Segment I der μ-Kennlinie ist eine verzerrungsfreie Zuordnung der Intervalle möglich, was aus den vertikal verlaufenden eingezeichneten Pfeilen ersichtlich ist, die immer von der Intervallmitte der A-Kennlinie zur Intervallmitte des gegenüberliegenden Intervalls der μ-Kennlinie verlaufen.

— Im Segment II der μ-Kennlinie ergibt sich eine Abweichung der Decodierausgangswerte, angedeutet durch den schrägen Pfeil, die jedoch sehr gering ist. Diese Abweichung beträgt in Einheiten des kleinsten Intervalls der A-Kennlinie Δs_I ausgedrückt $\Delta s_I/4$.

— Zu Beginn des Segments III der μ-Kennlinie liegt noch das Ende des Segments I der A-Kennlinie. In diesem Bereich des Signals haben beide Kennlinien eine um den Faktor 2 verschiedene Intervallgröße.

Die Abweichungen $\Delta x_D = m_{AK} - m_{\mu k}$ betragen bei der Zuordnung von Intervall 25, 27, 29, 31 der A-Kennlinie zum Intervall 32 bis 35 der μ-Kennlinie (diese Zuordnung ist in der Empfehlung G. 711, Tafel 4 festgelegt) $\Delta s_I/4$ und bei der Zuordnung der Intervalle 26, 28, 30, 32 der A-Kennlinie zu den Intervallen 32 bis 35 der μ-Kennlinie $3\,\Delta s_I/4$.

— Die Abweichungen Δx_D werden wieder kleiner, wenn beide Kennlinien gleiche Intervallgröße haben und steigen zu noch größeren Werten an, wo sich wieder unterschiedliche Intervallbreiten ergeben. Das ist zu Beginn des Segments IV, zu Beginn des Segments V und des Segments VI der μ-Kennlinie der Fall. In den Segmenten VII und VIII der μ-Kennlinie treten auch Verzerrungen auf. Sie bleiben konstant und betragen hier $8{,}25\,\Delta s_I$.

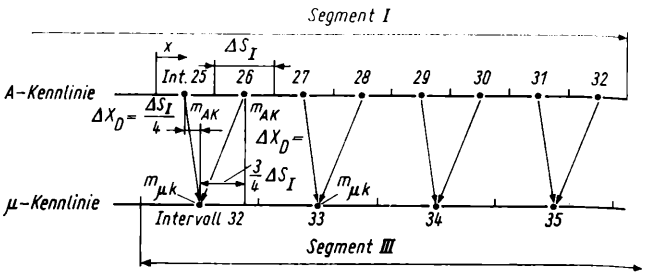


Bild 4. Ausschnitt aus der A-μ-Kennlinienzuordnung für die Intervalle 25 bis 32 der A-Kennlinie

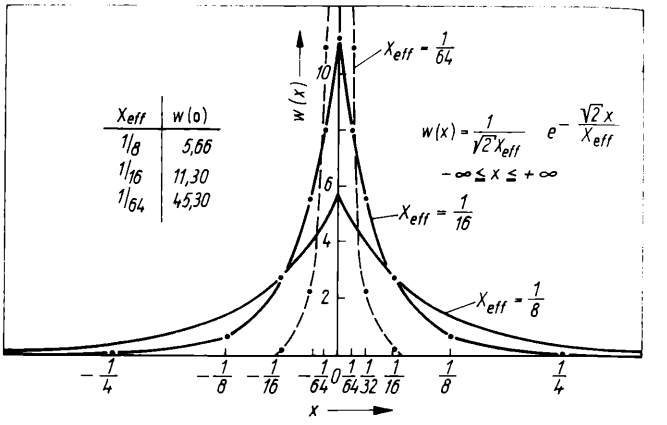


Bild 5. Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Sprachsignale für verschiedene Effektivwerte x_{eff}

Der Verlauf der Abweichung der Decodierausgangswerte

$$\Delta x_D = m_{Ak} - m_{\mu k}; \quad k = 1 \text{ bis } 256,$$

ausgedrückt in Einheiten des kleinsten Intervalls der A-Kennlinie Δs_I (im Segment I) über dem normierten positiven Signalbereich x_{eff} der A-Kennlinie ist in Bild 3 dargestellt. Bild 3 wurde Bild 2 entnommen.

Die Berechnung der durch die Codeumwandlung entstehenden zusätzlichen Quantisierungsverzerrung P_{QZ} erfolgt mit den Erläuterungen in Bild 4, das ein vergrößerter Auszug aus Bild 2 für die Intervalle 25 bis 32 der A-Kennlinie und die dazugehörigen Intervalle 32 bis 35 der μ-Kennlinie ist.

Betrachtet man zunächst das Kontinuum aller analogen Signalwerte x, die innerhalb eines Intervalls, z.B. des Intervalls 25 der A-Kennlinie liegen, so werden bei Demodulation an der A-Kennlinie die Decodierausgangswerte m_{Ak} reproduziert, d.h. jeweils der Mittelwert des Intervalls. Wenn bei der Übertragung der PCM-Signale auf der digitalen Seite die Umcodierung A in μ gemäß den Bildern 2 und 4 erfolgt, dann wird an Stelle des jeweiligen Wertes m_{Ak} der zugehörige Wert $m_{\mu k}$ reproduziert, der den Mittelwert des jeweiligen Intervalls der μ-Kennlinie repräsentiert.

Die QD-Leistung im Intervall k errechnet sich nach Gl. (3) in Teil 1 deshalb zu

$$P_{Qk} = \int_0^{\Delta s_k} (x - m_{\mu k})^2\, w(x)\, \mathrm{d}x\,. \tag{1}$$

P_{Qk} ist die QD-Leistung, die nach der A-μ-Umwandlung insgesamt im Intervall k entsteht und Δs_k ist die Breite des k-ten Intervalls ($k = 1$ bis 256). P_{Qk} enthält den QD-Leistungsanteil P_Q, der bei der Quantisierung an der 13-Segment-A-Kennlinie entsteht sowie den zusätzlichen QD-Leistungsanteil P_{QZ}, der infolge A-μ-Codeumwandlung entsteht, dargestellt durch die Abweichung der Decodierausgangswerte $\Delta x_D = m_{Ak} - m_{\mu k}$.

Da nur der zusätzlich entstehende QD-Leistungsanteil P_{QZ} wichtig ist, wird Gl. (1) umgeformt:

$$P_{Qk} = \int_0^{\Delta s_k} [(x - m_{Ak}) + (m_{Ak} - m_{\mu k})]^2\, w(x)\, \mathrm{d}x\,.$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man 3 Leistungsanteile:

$$P_Q = \int_0^{\Delta s_k} (x - m_{Ak})^2 \, w(x) \, \mathrm{d}x, \tag{2}$$

$$P_Q' = \int_0^{\Delta s_k} 2 (x - m_{Ak}) (m_{Ak} - m_{\mu k}) \, w(x) \, \mathrm{d}x, \tag{3}$$

$$P_{QZ}' = \int_0^{\Delta s_k} (m_{Ak} - m_{\mu k})^2 \, w(x) \, \mathrm{d}x. \tag{4}$$

Gleichung (2) beschreibt den statistischen Mittelwert der QD-Leistung an der A-Kennlinie. Das Ergebnis stimmt mit Gl. (3) im Teil 1 überein.
Gl. (3) beschreibt einen Leistungsanteil, der bei Unsymmetrien in der Zuordnung der Decodierausgangswerte auftritt. Wenn man Gl. (3) auf das tatsächliche Integral reduziert, erhält man

$$P_Q' = 2 (m_{Ak} - m_{\mu k}) \left[\int_0^{\Delta s_k} x \, w(x) \, \mathrm{d}x - \int_0^{\Delta s_k} m_{Ak} \, w(x) \, \mathrm{d}x \right]. \tag{5}$$

Bei Annahme einer konstanten Wahrscheinlichkeitsdichte innerhalb eines Intervalls, was nach Abschn. 1.4 bei der PCM-Übertragung mit guter Genauigkeit möglich ist, da die Anzahl der Intervalle q groß ist ($q = 256$), erkennt man aus Gl. (5), daß P_Q' Null wird. Damit setzt sich P_{Qk} nach Gl. (1) in einem Intervall aus der einfachen Summe der QD-Leistung P_Q plus der zusätzlichen gesuchten QD-Leistung durch A-μ-Codeumwandlung P_{QZ}' nach Gl. (4) zusammen:

$$P_{Qk} = P_Q + P_{QZ}'. \tag{6}$$

Setzt man in Gl. (4)

$$\Delta x_D = m_{Ak} - m_{\mu k}$$

ein, so erhält man für

$$P_{QZ}' = \int_0^{\Delta s_k} \Delta x_D^2 \, w(x) \, \mathrm{d}x. \tag{7}$$

Wie die Bilder 3 und 4 zeigen, ist Δx_D innerhalb eines Intervalls konstant und da immer nur über ein Intervall integriert werden darf, kann man Δx_D^2 in Gl. (7) vor das Integral ziehen.

$$P_{QZ}' = \Delta x_D^2 \int_0^{\Delta s_k} w(x) \, \mathrm{d}x \tag{8}$$

P_{QZ}' beschreibt einen statistischen quadratischen Leistungsmittelwert innerhalb des Intervalls k, der aus dem Quadrat der Abweichung der Decodierausgangswerte Δx_D multipliziert mit der Häufikeit $w(x)$, mit der Δx_D auftritt, berechnet wird. Diese Häufigkeit ist gleich der Häufigkeit, mit der x im k-ten Intervall auftritt, denn man erkennt aus Bild 2, daß Δx_D sich mit dem Signalwert x verändert.
Für Sprachsignale wird die Häufigkeit, mit der die Signalmomentanwerte x auftreten, durch die bekannte exponentielle Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion ausgedrückt:

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\, x_{\mathrm{eff}}} \, \mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{2}\, x}{x_{\mathrm{eff}}}} \tag{9}$$

$$-\infty \leqq x \leqq +\infty.$$

Setzt man $w(x)$ nach Gl. (9) in Gl. (8) ein und integriert über ein bestimmtes Intervall Δs_k, so ist P_{QZ}' nach der Integration über die Signalmomentanwerte x noch vom Effektivwert x_{eff} abhängig, und man kann P_{QZ}' nur bestimmen, wenn man Annahmen über x_{eff} macht.
In Bild 5 ist $w(x)$ nach Gl. (9) für 3 verschiedene Effektivwerte des Signals dargestellt. Man erkennt die starke Verschiebung der Wahrscheinlichkeiten der Verteilung mit x_{eff}. Wesentlich in Bild 5 ist, daß bei einem festen Wert von x_{eff} die Verteilung mindestens noch bis zum vierfachen Wert von x_{eff} reicht. Daraus wird ersichtlich, daß alle Signalwerte von Null bis etwa $4x_{\mathrm{eff}}$ den gesuchten zusätzlichen QD-Leistungswert beeinflussen.
Für einen bestimmten Effektivwert des der Verteilung nach Gl. (9) gehorchenden Sprachsignals muß man somit zur Bestimmung der gesamten zusätzlichen QD-Leistung als Langzeitmittelwert den Einfluß aller Intervalle berücksichtigen, die nach den bisherigen Ausführungen noch einen merklichen Beitrag leisten; denn Gl. (8) gibt nur den Anteil des k-ten Intervalls an.
Die gesamte zusätzliche QD-Leistung bei A-μ-Codeumwandlung als Langzeitmittelwert bei einem bestimmten Effektivwert des Sprachsignals wird somit als Summe über alle Intervalle bestimmt:

$$P_{QZ} = \sum_k P_{QZ}' = \sum_k \Delta x_D^2 \int_{\Delta s_{ku}}^{\Delta s_{ko}} w(x) \, \mathrm{d}x \tag{10}$$

$k = 1$ bis 256.

Die Integration in Gl. (10) erstreckt sich jeweils über ein Intervall von der unteren Intervallgrenze Δs_{ku} bis zur oberen Intervallgrenze Δs_{ko}, wobei $\Delta s_k = \Delta s_{ko} - \Delta s_{ku}$ ist.
Die genaue Bestimmung von P_{QZ} nach Gl. (10) bei Berücksichtigung aller $q = 256$ Intervalle k ist nur mit Rechenautomaten möglich. Man kommt jedoch zu guten Näherungswerten, wenn man den quadratischen Mittelwert von Δx_D für das i-te Segment bestimmt, mit der Wahrscheinlichkeit $W(i)$, daß x im i-ten Segment ($i = $ I bis VII) liegt, multipliziert und diese Werte nach Gl. (10) summiert.

$$P_{QZ} = \sum_i \overline{\Delta x_{Di}^2} \cdot W(i) \tag{11}$$

$$W(i) = W(x_i) - W(x_{i-1}) \tag{12}$$

$$W(x_i) = 2 \int_0^{x_i} \frac{l}{\sqrt{2}\, x_{\mathrm{eff}}} \, \mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{2}\, x}{x_{\mathrm{eff}}}} \, \mathrm{d}x = 1 - \mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{2}\, x_i}{x_{\mathrm{eff}}}} \tag{13}$$

$i = $ I bis VII.

x_i ist der Signalmomentanwert an der oberen Grenze des i-ten Segments. In Gl. (13) sind positive und negative Werte von x im Bereich von 0 bis $\pm x_i$ durch den Faktor 2 vor dem Integral berücksichtigt.
Nach Bild 3 reicht das erste Segment von Null bis $x_{\mathrm{I}} = 1/64$. Damit bestimmt man $W(I)$ nach Gl. (12), denn $x_{i-1} = 0$. Die Wahrscheinlichkeit W (II) dafür, daß sich der Signalwert x im zweiten Segment befindet, bestimmt man durch Einsetzen von $x_{\mathrm{II}} = 1/32$ in Gl. (13) und Subtraktion von W (I), denn Gl. (13) ermittelt immer die gesamte Wahrscheinlichkeit von Null an.
Der Rechengang ist in Tafel 3 dargestellt, wobei die Berechnung für $x_{\mathrm{eff}} = 1/8$ erfolgt.
Die Mittelwerte $\overline{\Delta x_{Di}^2}$ sind Bild 2 entnommen.
Für das erste Segment der A-Kennlinie erhält man so z. B.

$\Delta x_D = 0$ in den 8 Intervallen 1 bis 8

$\Delta x_D = \frac{1}{4} \Delta s_{\mathrm{I}}$ in den 20 Intervallen 9 bis 25, 27, 29, 31

$\Delta x_D = \frac{3}{4} \Delta s_{\mathrm{I}}$ in den 4 Intervallen 26, 28, 30, 32.

Der quadratische Mittelwert im gesamten Segment I wird daraus bei 32 Intervallen

$$\overline{\Delta x_{\mathrm{DI}}^2} = \left(\frac{1}{16} \cdot \frac{20}{32} + \frac{19}{16} \cdot \frac{4}{32} \right) \Delta s_{\mathrm{I}}^2 = \frac{7}{64} \cdot \Delta s_{\mathrm{I}}^2.$$

Durch eine gleiche Rechnung erhält man die anderen in Tafel 3 dargestellten Werte in den Segmenten II bis VII. Der Tafel 3

Tafel 3. Zur Berechnung von P_{QZ} bei $x_{\mathrm{eff}} = \frac{1}{8}$

i	x_i	$\frac{\sqrt{2}}{x_{\mathrm{eff}}} x_i$	$\mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{2}\, x_i}{x_{\mathrm{eff}}}}$	$1 - \mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{2}\, x_i}{x_{\mathrm{eff}}}}$	$w(i)$	$\overline{\Delta x_{Di}^2}$	P_{QZ}''
I	1/64	0,17	0,84	0,16	0,16	$7\Delta s_{\mathrm{I}}^2/64$	$0{,}015\Delta s_{\mathrm{I}}^2$
II	1/32	0,35	0,70	0,30	0,14	$5\Delta s_{\mathrm{I}}^2/16$	$0{,}044\Delta s_{\mathrm{I}}^2$
III	1/16	0,70	0,49	0,51	0,21	$9\Delta s_{\mathrm{I}}^2/16$	$0{,}118\Delta s_{\mathrm{I}}^2$
IV	1/8	1,41	0,24	0,76	0,25	$15\Delta s_{\mathrm{I}}^2/16$	$0{,}234\Delta s_{\mathrm{I}}^2$
V	1/4	2,82	0,06	0,94	0,18	$1090\Delta s_{\mathrm{I}}^2/16$	$12{,}24\Delta s_{\mathrm{I}}^2$
VI	1/2	5,64	0,003	0,997	0,05	$1090\Delta s_{\mathrm{I}}^2/16$	$3{,}400\Delta s_{\mathrm{I}}^2$

$16{,}05\Delta s_{\mathrm{I}}^2$

kann man die bei $x_{eff} = 1/8$ entstehende QD-Leistung P_{QZ} entnehmen, die als Langzeitmittelwert auftritt:

$$P_{QZ} = 16{,}05 \cdot \Delta s_I^2.$$

Setzt man P_{QZ} ins Verhältnis zu P_Q im Segment V, wo der Wert $x_{eff} = 1/8$ liegt, so erhält man mit $\Delta s_V = 16 \cdot \Delta s_I$ nach Bild 2

$$P_{QZ} = 0{,}75 \cdot P_Q$$

oder

$$v_z = P_{QZ}/P_Q = 0{,}75. \tag{14}$$

Dieser Wert ist als Punkt bei $x_{eff} = 1/8$ im Bild 3 eingetragen und weiterhin die ebenso berechneten Punkte für $x_{eff} = 1/16$ und 1/64.

In Bild 3 sind ferner 2 der Literatur entnommene Kurven für A-μ- und für μ-A-Codeumwandlung eingetragen, die das Ergebnis einer genauen Rechnung auf dem Rechenautomaten bei Berücksichtigung aller Intervalle darstellen [2]. Man erkennt, daß die hier berechneten Punkte eine brauchbare Näherung sind. Die Werte für die μ-A-Codeumwandlung werden genauso berechnet, wie die der A-μ-Umwandlung.

Man bezeichnet die gegenüber dem PCM-Prozeß bei der Codeumwandlung auftretende Quantisierungsverzerrungsleistung P_{QZ} als eine QD-Einheit, wenn das Verhältnis P_{QZ}/P_Q an irgendeinem Punkt des normierten Signalbereiches den Wert 1 erreicht [2][3], d. h. die gleiche QD-Leistung wie der PCM-Prozeß erzeugt. Nach Bild 3 und Gl. (14) erzeugt die A-μ- bzw. μ-A-Codeumwandlung somit eine QD-Leistung von maximal 1 QD-Einheit, ausgedrückt als

$$v_Z \leqq 1.$$

3.2. Quantisierungsverzerrungen bei der 8-bit-7-bit-Codeumwandlung

Die Codierung mit 7 bit für die Sprache wurde ursprünglich als ausreichend angesehen. In [4] wird z. B. ein 32-Kanal-PCM-System aus dem Jahre 1967/68 beschrieben, das bei 2,048 MHz Bitfolgefrequenz, also mit 8-bit-Codierung arbeitet, wobei jedoch 1 bit je Codewort für die Signalisierung reserviert ist. Die Sprachkanäle werden in insgesamt 128 Amplitudenstufen mit 7 bit codiert.

Umfangreiche Untersuchungen Ende der 60er Jahre hatten die Beantwortung der Frage zum Inhalt, ob man mit 7-bit-Codierung bei internationalen Verbindungen eine ausreichende Fernsprechgüte garantieren kann. Auch im CCITT wurde 1968 bis 1972 darüber diskutiert, was den einschlägigen Dokumenten zu entnehmen ist [5][6].

Die beiden letztgenannten Dokumente enthalten die Aussage, daß bei nationalen Verbindungen und bei Hintereinanderschaltung von bis zu 10 PCM-Systemen bei 7-bit-Code angeblich keine signifikante Verschlechterung der Übertragungsqualität gegenüber einem 8-bit-Code festgestellt wurde.

Die bei 7-bit-Codierung auftretende QD-Leistung kann mit den in Abschn. 2 abgeleiteten Gleichungen berechnet werden. Wird die 13-Segment-A-Kennlinie zugrunde gelegt, so hat jedes Segment die halbe Anzahl Intervalle doppelter Größe. Für Signalmomentanwerte erhält man dann die QD-Leistung aus Gl. (29) in Teil 2 bei $q = q_7 = 128$ für die einzelnen Segmente,

$$P_{Qn} = \frac{2^{2(n-1)}}{3\,q^2 \cdot K^2} \tag{15}$$

$n = 1$ bis 7,

denn Gl. (29) im Teil 2 ist eine allgemeine Gleichung für die 13-Segment-Kompandierungskennlinie.

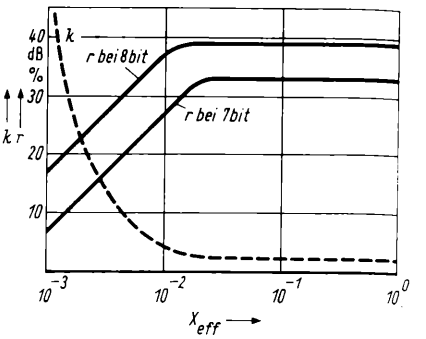
Bezeichnet man mit P_{QZ} die QD-Leistung beim 7-bit-Code, wobei in Gl. (29) q_7 einzusetzen ist, so läßt sich der Faktor P_{QZ}/P_Q in einfacher Weise berechnen. Es gilt in jedem Segment

$$v = \frac{P_{QZn}}{P_{Qn}} = \frac{P_{QZ}}{P_Q} = \frac{q_8^2}{q_7^2} \tag{16}$$

$q_8 = 256$ ist die Anzahl der Intervalle beim 8 bit-Code. Man erhält

$$v = 4.$$

Bild 6
Störabstand r und Klirrfaktor k beim 7-bit-Code im Vergleich zum 8-bit-Code bei der 13-Segment-Kennlinie



In Bild 6 ist der Unterschied des Störabstands r dargestellt. Es ergibt sich eine Verringerung bei der 7-bit-Codierung gegenüber 8 bit um $\Delta r = 10 \log 4 = 6$ dB. In Bild 6 ist auch der Klirrfaktor k nach Gl. (15) in Teil 1 für den 7-bit-Code eingetragen, der bei $x_{eff} = 10^{-2}$ schon 4% überschreitet. Das vorliegende Ergebnis besagt, daß bei der Codeumwandlung von der 8-bit-Codierung zur 7-bit-Codierung eine Vergrößerung der QD-Leistung um den Faktor 4 auftritt. Anders ausgedrückt, die 8-bit-7-bit-Codeumwandlung erzeugt eine Quantisierungsverzerrung von 4 QD-Einheiten. Denn nach der Codeumwandlung liegt ein 7-bit-Codewort vor, das an der 13-Segment-Kennlinie DA-gewandelt wird und der Empfänger kann nicht feststellen, ob dieses 7-bit-Codewort beim Sender durch direkte AD-Wandlung oder unterwegs durch 8-bit-7-bit-Codeumwandlung entstanden ist.

Für die μ-Kennlinie erhält man das gleiche Ergebnis; denn nach Gl. (14) in Teil 2 gilt für $P_Q(x)$ bei stetiger Kennlinie

$$P_Q(x) = \frac{1}{3\,q^2\,[y'(x)]^2}.$$

Bildet man das Verhältnis $P_{QZ}(x)$ zu $P_Q(x)$, so erhält man mit $q = q_7$

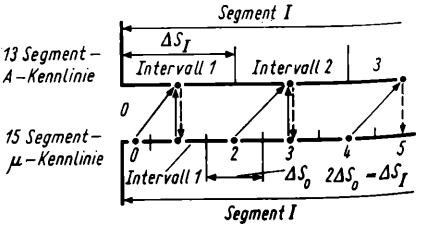
$$v = \frac{q_8^2}{q_7^2},$$

also gleichfalls Gl. (16).

3.3. Quantisierungsverzerrungen bei μ-A-μ- und A-μ-A-Transcodierung

Die Transcodierung μ-A-μ oder auch A-μ-A kann auftreten, wenn zwei PCM-Linien der einen Kennlinie durch eine Vermittlungszentrale der anderen Kennlinie verbunden sind, oder wenn bei der Schaffung des PCM-Netzes noch alte Systeme der anderen Kennlinie mit benutzt werden. Aus den gleichen Gründen können auch Transcodierungen 8 bit — 7 bit — 8 bit auftreten. Eine Codeumwandlung kann völlig verzerrungsfrei realisiert werden, wenn die Codeworte des einen Codes eindeutig reversibel den Codeworten des anderen Codes zugeordnet werden können. Das ist bei der A-μ-A-Umwandlung und bei der μ-A-μ-Umwandlung in bestimmten Teilen der Kennlinien nicht möglich. Aus Bild 2 ist ersichtlich, daß zu Beginn des Segments III und des Segments IV der μ-Kennlinie jeweils einem Intervall der μ-Kennlinie 2 verschiedene Intervalle der A-Kennlinie zugeordnet sind. So sind z. B. die Intervalle 25 und 26 der A-Kennlinie dem Intervall 32 der μ-Kennlinie zugeordnet, ebenso die Intervalle 45 und 46 der A-Kennlinie dem Intervall 48 der μ-Kennlinie. Wenn bei der Codeumwandlung A in μ z. B. das Codewort für das Intervall 45 der A-Kennlinie nach Empfehlung G. 711, Tafel 4, in das Codewort für das Intervall 48 der μ-Kennlinie umgewandelt und über eine Leitung übertragen wurde, so wird bei der Rückwandlung μ in A nach der CCITT-Empfehlung G. 711, Tafel 3, das Codewort für das Intervall 46 der A-Kennlinie erzeugt. Es ist offensichtlich, daß hierbei eine Verzerrung auftritt.

Bild 7
Intervallzuordnung bei der Codeumwandlung μ-A-μ im Segment 1 der μ-Kennlinie und der A-Kennlinie



In Bild 7 ist in vergrößertem Maßstab ein Ausschnitt der Intervallzuordnung gemäß Empfehlung G. 711 in den Segmenten I beider Kennlinien dargestellt.

Man erkennt z. B.: Ein Codewort für das Intervall 2 der μ-Kennlinie wird in das Codewort für das Intervall 2 der A-Kennlinie umgewandelt, wie es durch den Pfeil dargestellt ist. Bei der Coderückwandlung A in μ wird aber das Codewort des Intervalls 2 der A-Kennlinie immer in das Intervall 3 der μ-Kennlinie umgewandelt, was durch den gestrichelten Pfeil angedeutet ist.

Gleiches gilt für die aus den Tafeln 1 und 2 sowie aus Bild 2 ersichtlichen Bereiche der Kennlinien, in denen keine eindeutige Zuordnung eines Intervalls der einen Kennlinie zu einem entsprechenden Intervall der anderen Kennlinie möglich ist. Die Größe der zusätzlichen QD-Leistung läßt sich nach der gleichen Methode, wie in Abschn. 3.1 Gl. (10) berechnen. Die Abweichung der Decodierausgangswerte Δx_D ist bei μ-A-μ-Transcodierung in Bild 8 und für A-μ-A-Transcodierung in Bild 9 dargestellt; sie wurden aus Bild 2 gewonnen. Bei der Transcodierung μ-A-μ treten nur im Segment I beider Kennlinien zusätzliche Verzerrungen auf; ihre Größe ist gering. Unter Anwendung von Gl. (11) errechnet man mit der Wahrscheinlichkeit W (I) nach Tafel 3 für $x_{\mathrm{eff}} = 1/8$ den Wert

$$v_{\mu-A-\mu} = 0{,}1 \text{ QD-Einheiten.}$$

Für die A-μ-A-Transcodierung sind die Abweichungen der Decodierausgangswerte nach Bild 9 größer und über mehrere Segmente verteilt.

Unter Anwendung von Gl. (11) errechnet man hier

$$P_{QZ} = \sum_i \overline{\Delta x_{Di}^2}\, W(i) \quad \text{für } i = \text{I, II, III und V,}$$

$$P_{QZ} = 0{,}36\, \Delta s_{\mathrm{I}}^2,$$

$$v_Z = 0{,}36 \text{ QD-Einheiten.}$$

Die zusätzlichen QD bei der μ-A-μ- bzw. bei der A-μ-A-Codeumwandlung sind also ziemlich klein. Häufig werden sie vernachlässigt. In der Literatur wird angegeben [2] $v_Z < 0{,}5$ QD-Einheiten.

3.4. Quantisierungsverzerrungen bei der 8-bit-7-bit-8-bit-Codeumwandlung

Bei der 8-bit-7-bit-8-bit-Transcodierung liegen Verhältnisse vor, die mit dem Verfahren der linearen 12-bit-Codierung mit Codeumrechnung (Abschn. 2.2.3) vergleichbar sind. Da der 8-bit-Code 256 Codeworte enthält und der 7-bit-Code nur 128, müssen 50% der Intervalle bei der 7-bit-8-bit-Rückwandlung mit zusätzlichen Verzerrungen behaftet sein. Die Verzerrungen sind daher im Vergleich zur 8-bit-AD-Wandlung beträchtlich. Die 7-bit-Codierung mit der 13-Segment-Kennlinie erfolgt im Vergleich zur 8-bit-Codierung mit der halben Anzahl Intervalle doppelter Größe in jedem Segment. Die Segmente sind jedoch im Gegensatz zur A-μ-Codeumwandlung in beiden Fällen gleich groß.

In Bild 10 ist die Intervallzuordnung dargestellt. Die Intervalle 1 und 2 der 8-bit-Codierung sind dem Intervall 1 der 7-bit-Codierung zugeordnet. Die 8-bit-7-bit-Zuordnung ist eindeutig; beide 8-bit-Codeworte werden in das gleiche 7-bit-Codewort umgewandelt. Bei der Coderückwandlung 7 bit in 8 bit jedoch kann der Empfänger nach der Übertragung des 7-bit-Codewortes nicht mehr feststellen, ob bei der 8-bit-7-bit-Codeumwandlung Intervall 1 oder Intervall 2 der 8-bit-Codierung vorlag. Er entscheidet in jedem Fall auf Intervall 2 der 8-bit-Codierung und deshalb werden im Mittel 50% der Codeworte falsch rückcodiert. Die Rückcodierung 7 bit in 8 bit wird in Bild 10 durch einen gestrichelten Pfeil dargestellt. Die getroffene Aussage gilt für jedes Segment. Von den ursprünglichen $q_8 = 256$ Intervallen treten nach der 8-bit-7-bit-8-bit-Transcodierung nur noch $q_7 = 128$ Intervalle auf. Die Abweichung der Decodierausgangswerte derjenigen Intervalle, die falsch rückcodiert werden, nach Bild 10 sind das die Intervalle 1, 3, 5 ..., beträgt im Segment I

$$\Delta x_{\mathrm{DI}} = \Delta s_{\mathrm{I}}.$$

Da jedoch nur jedes zweite Intervall mit dieser Abweichung rückcodiert wird, ergibt sich als mittlerer Wert der Abweichung im Segment I

$$\overline{\Delta x_{\mathrm{DI}}} = \frac{\Delta s_{\mathrm{I}}}{2}. \tag{17}$$

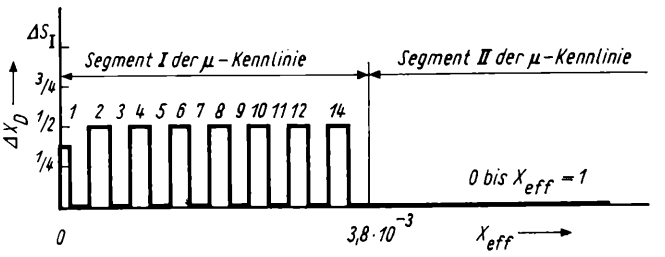


Bild 8. Zusätzliche Quantisierungsverzerrungen bei der μ-A-μ-Codeumwandlung (linearer Maßstab)

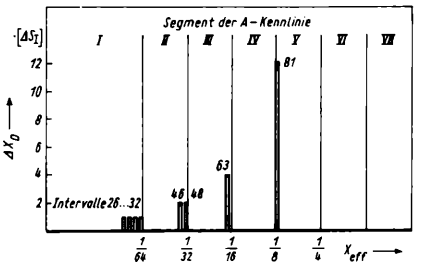


Bild 9. Zusätzliche Quantisierungsverzerrungen bei der A-μ-A-Codeumwandlung

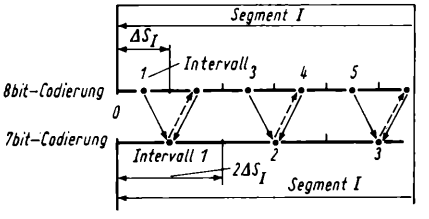


Bild 10. Intervallzuordnung bei der 8-bit-7-bit-8-bit-Transcodierung am Beispiel der 13-Segment-Kennlinie

Es läßt sich leicht ableiten, daß diese Abweichung in den nachfolgenden Segmenten größer wird, da sich die Intervalle von Segment zu Segment in ihrer Größe verdoppeln. Man erhält im n-ten Intervall

$$\Delta x_{Dn} = 2^{n-2} \cdot \Delta s_{\mathrm{I}}, \quad n = \text{I bis VII.} \tag{18}$$

Die durch x_{Dn} hervorgerufene QD-Leistung ist am Einheitswiderstand

$$P_{Qzn} = 2^{2(n-2)} \cdot (\Delta s_{\mathrm{I}})^2, \quad n = \text{I bis VII.} \tag{19}$$

Die QD-Leistung der 8-bit-Codierung ist im n-ten Segment

$$P_Q = \frac{\Delta s_n^2}{12} = \frac{2^{2(n-1)}}{12} \cdot \Delta s_{\mathrm{I}}^2, \tag{20}$$

n = I bis VII.

Für das Verhältnis P_{QZ}/P_Q erhält man im n-ten Intervall mit den Gln. (19) und (20)

$$\frac{P_{QZn}}{P_{Qn}} = \frac{2^{2(n-2)} \cdot 12}{2^{2(n-1)}} = 3. \tag{21}$$

Bei der 8-bit-7-bit-8-bit-Transcodierung tritt somit insgesamt nach der DA-Wandlung beim Empfänger eine Verzerrung von $v_z = 3$ QD-Einheiten auf.

Bei der 8-bit-7-bit-Codeumwandlung, die im Abschn. 3.2 behandelt wurde, ergab sich eine Verzerrung von $v_z = 4$. Aus Bild 10 ist ersichtlich, daß dieser größere Wert dadurch entsteht, daß bei der Umwandlung 8 bit in 7 bit jede Umcodierung mit einem Fehler behaftet ist. Bei der 8-bit-7-bit-8-bit-Transcodierung dagegen ist es nur die Hälfte der Umcodierungen, da die Coderückwandlung für jedes zweite Intervall eindeutig ist.

Eingegangen am 4. Januar 1983 NaA 9027

Literatur

[1] CCITT-Empfehlung G 711, Orangebuch, Bd. III-2, Genf 1977

[2] *Schweitzer, L.:* Planning aspects of quantising distortion in telephone networks. Telecomm. J. 48 (1981) 1, S. 32–36

[3] CCITT-Empfehlung G 113, Dokument AP VII, Nr. 55

[4] *Ahrens, W.; Kersten, R.; Poschenrieder, W.:* Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens. Bad Windsheim: Verlag für Wissenschaft und Leben Georg Heidecker 1968, S. 184–242

[5] CCITT-Dokument Nr. 67 der Studiengruppe XII, PCM-Encoding of Speech – 7 or 8 bits

[6] CCITT-Dokument Nr. 140 der Studiengruppe XII. Transmission Performance of Pulse-Code-Modulation Systems

Dr. sc. techn. *Dietmar Lochmann*, Institut für Nachrichtentechnik, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

Einführung in die Programmiersprache PASCAL

G. Paulin, H. Schiemangk, Berlin

Teil 1

So alt wie die elektronische Rechentechnik ist, so alt ist auch die Suche nach Hilfsmitteln, um Rechenanlagen effektiv und bequem — das soll heißen mit zumutbarem Aufwand — einsetzen zu können. Ein elektronischer Digitalrechner ist letztlich ein System zur Impulsfolgenverarbeitung; Programme und Daten müssen daher für den Rechner als Sequenzen von zweiwertigen Signalen erscheinen. Da der Mensch aber gewohnt ist, Information in Folgen von Buchstaben, Ziffern und Spezialzeichen zu fixieren, erfolgte parallel zur Entwicklung der Rechentechnik die Entwicklung von Programmen, die es in einem bestimmten Umfang dem Menschen ermöglichen, seine Arbeits- und Notationsmethoden beizuhaltenbe und sie in eine Form zu transformieren, die die Rechenanlage dann verarbeiten kann.

Die Form der Notation von Programmen und Daten wird durch ein Regelsystem vorgeschrieben. Für diesen Sachverhalt ist bekanntlich die Sprechweise eingeführt worden, daß eine „höhere Programmiersprache" zur Programmierung eines Rechnertyps zur Verfügung steht. Am Anfang dieser Entwicklung stand die Programmiersprache FORTRAN, die 1956 veröffentlicht wurde und noch heute benutzt wird. In den folgenden Jahren setzte eine Flut von Sprachentwicklungen und von Programmen zum Übersetzen dieser Sprachen ein. Einige Sprachen haben sich bis heute erhalten und werden weltweit benutzt. Neben dem schon erwähnten FORTRAN seien ALGOL 60, COBOL, PL/1 und BASIC genannt. Auf der Grundlage der mit diesen Programmiersprachen gesammelten Erfahrungen und unter Berücksichtigung der Weiterentwicklung der Rechenanlagen wurde Anfang der siebziger Jahre von *Niklaus Wirth* eine weitere Programmiersprache geschaffen und vorgestellt, die Programmiersprache PASCAL [1]. PASCAL[1]) hat sich sehr schnell durchgesetzt und kann heute auf allen bedeutenden Anlagentypen benutzt werden. Insbesondere hat sich PASCAL die Mikrorechentechnik erobert. In der Zeitschrift Chip Special 1/81 findet man Angaben über Mikrorechnertypen und über Sprachen, die für die Programmierung zur Verfügung stehen. Die dort angegebenen Mikroprozessorsysteme (u. a. Zilog, Intel, Motorola) sind zu 58% mit PASCAL-Compilern ausgestattet. Bei einigen neueren mikroprozessorgestützten Rechnern ist PASCAL sogar hardwaremäßig realisiert (eine intern erzeugte Zwischensprache, sog. P-Code). Darüber hinaus sind grundlegende Konzepte von PASCAL in die Sprachentwicklungsarbeiten der neuesten Zeit eingeflossen, so daß diese Programmiersprache auch den Zugang zu neuen Rechnerarchitekturen eröffnet.

Zu den wesentlichen Vorteilen von PASCAL — verglichen mit den Sprachfamilien der sechziger Jahre — gehört, daß solche Sprachelemente zur Verfügung gestellt werden, die zu klarem, algorithmischen Denken zwingen und zu wohlstrukturierten, wartungsfreundlichen Programmen führen. Wer schon einmal Programme erarbeitet oder fremde Programme weiterentwickelt hat, weiß, wie sehr solche Eigenschaften zu schätzen sind.

Wir werden im weiteren die Sprache PASCAL als Lehrtext aufbereitet darstellen und die behandelten Sprachelemente an Beispielen illustrieren. Programme oder PASCAL-Texte können aus drucktechnischen Gründen nicht durch Klischees von Maschinenlisten wiedergegeben werden, sind also geschrieben. Erfahrungsgemäß schleichen sich dabei trotz aller Sorgfalt Wiedergabefehler ein. Wir werden bestrebt sein, die Anzahl dieser Fehler so klein wie möglich zu halten.

Im übrigen werden wir den Leser und Lernenden immer wieder auffordern, sich aktiv im Formulieren von PASCAL-Texten zu üben, da das der schnellste und beste Weg ist, eine Programmiersprache beherrschen zu lernen.

1. Grundbegriffe

1.1. Grundsymbole

Für die Definition einer jeden Programmiersprache wird eine Menge von Grundsymbolen festgelegt, das Alphabet der Sprache. Zu diesen Grundsymbolen gehören neben Buchstaben und Ziffern gewisse Sonderzeichen, wie sie entweder in mathematischen oder logischen Formeln oder für die Strukturierung der Programme selbst verwendet werden. Um nicht ungebräuchliche geometrische Figuren mit wenig Aussagekraft als Grundsymbole in das Alphabet aufnehmen zu müssen, werden Wörter verwendet; und durch drucktechnische Mittel wird gekennzeichnet, daß es sich nicht um eine Folge von Buchstaben, sondern um den Repräsentanten für ein Grundsymbol der Sprache handelt. Üblich ist es, in dem die Sprache definierenden Bericht diese Bedeutung durch Fettdruck auszudrücken.

Das Grundvokabular von PASCAL umfaßt die folgenden Grundsymbole (die aus methodischen Gründen zu vier Klassen zusammengefaßt wurden):

Buchstaben	A B C D E F G H I J K L M N O P Q R S T U V W X Y Z a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z
Ziffern	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
Pointerkonstante	**nil**
Begrenzer; das sind die Sonderzeichen	. , : ; : = .. **of** ′ **b** (**b** symbolisiert in Zeichenketten das Leerzeichen = blank)
Klammersymbole	( ) [ ] { } **if then else for to downto do begin end repeat until while with case**
Deklarationszeichen	**label const program type record array set file packed var procedure function**
Verweiszeichen	↑
Operatoren	+ − × / **div mod** < ≦ > ≧ = ≠ **and or in not**
Folgeoperator	**goto**

1.2. Zeichenmenge und Transkriptionen

Nur ein Teil der Grundsymbole von PASCAL kann auf Schreibmaschinentastaturen, Bildschirmen oder Druckern dargestellt werden. Das hat zur Folge, daß in der Praxis eine Zeichenmenge fixiert werden muß, die gewissermaßen das Skelett des Alphabets bildet. Für diese Symbole wird eine Anordnung festgelegt. Die internen Darstellungen dieser Zeichen lassen sich als Dualzahlen interpretieren; daraus ergibt sich diese Anordnung. Die Zeichenmenge, die für jede PASCAL-Implementation zu Grunde gelegt werden soll, ist wie folgt charakterisiert:

(1) Die Zeichenmenge muß mindestens einen Buchstabensatz enthalten, die Ziffern von 0 bis 9, die Sonderzeichen × / ( ) ′ + , ; : **b** = 〈 〉 und ein Zeichen, das als Verweiszeichen benutzt werden kann.

(2) Die Großbuchstaben A bis Z sind in dieser Reihenfolge geordnet, aber nicht notwendig aufeinanderfolgend. Wenn in einer Implementation auch Kleinbuchstaben vorhanden sind, gilt das für sie entsprechend.

(3) Die Ziffern 0 bis 9 folgen in der natürlichen Anordnung unmittelbar aufeinander.

Für jede konkrete Implementierung kann man aber voraussetzen, daß alle darstellbaren Zeichen auch in PASCAL-Programmen verwendet werden können. Nun werden aber in Rechenanlagen, die unterschiedliche Codes benutzen, gleiche Zeichen durch voneinander verschiedene Dualzahlen dargestellt, so daß die Übernahme von Programmen auf einen mit einem anderen Code arbeitenden Rechner nicht problemlos ist. Auf die Bedeutung der Zeichenmenge, die einer Implementierung zugrunde

[1]) Die Bezeichnung PASCAL ist eine Referenz an den französischen Mathematiker *Blaise Pascal* (1623 bis 1662)

gelegt wird, wird an späterer Stelle ausführlich eingegangen. Im Augenblick genügt es festzustellen, daß in obiger Charakterisierung der (minimalen) Zeichenmenge gewisse Grundsymbole fehlen, so z. B. $\leqq$ oder **const.** Deshalb werden für eine jede PASCAL-Implementierung Transkriptionen für die Grundsymbole vereinbart, die in der zugrunde liegenden Zeichenmenge nicht enthalten sind. Für die PASCAL-Implementierungen gelten folgende Transkriptionen:

(1) Die Wortsymbole **of, var, program** usw. werden durch Wörter ersetzt, also durch OF, VAR, PROGRAM usw. Diese Wörter gelten in jedem PASCAL-Programm als Schlüsselwörter zur Strukturierung des Programms bzw. zur Codierung von Operatoren und dürfen in keinem anderen Sinne verwendet werden.
(2) Die hardwaremäßig bedingte Transkription einiger Grundsymbole ist aus Tafel 1 ersichtlich. Mit Ausnahme des Zeichens § werden für die Transkriptionen eines Grundsymbols zwei Zeichen des PASCAL-Zeichensatzes verwendet.

1.3. Morpheme

Morpheme sind die kleinsten Einheiten, die in einer Programmiersprache eine selbständige Bedeutung haben; gelegentlich werden sie auch lexikalische Einheiten genannt.

Morpheme in PASCAL sind

(1) alle Grundsymbole der Sprache (darunter sind auch alle Transkriptionen der Grundsymbole in einer konkreten Implementierung zu verstehen)
(2) alle in der Sprache erlaubten Zahlendarstellungen
(3) alle Bezeichner von Programmobjekten (das sind vom Programmierer verwendete Zeichenfolgen aus Buchstaben und Ziffern, beginnend mit einem Buchstaben)
(4) alle Zeichenkettenkonstanten
(5) alle Marken (Ziffernfolgen zur Kennzeichnung von Anweisungen).

Beispiele für Morpheme:

+ — (	Grundsymbole
AND IF >=	Transkriptionen von Grundsymbolen
A TECHNIK X2	Bezeichner
13.0 7.6E+3	Zahlendarstellungen
111	kann als Marke benutzt werden
'1020 BERLIN'	Zeichenkettenkonstante.

Innerhalb dieser Morpheme dürfen keine Trennzeichen auftreten. Trennzeichen in PASCAL sind Kommentare (in Kommentarklammern eingeschlossener Text), Leerzeichen außerhalb von Zeichenkettenkonstanten und Kommentaren, Zeilenwechsel außerhalb von Kommentaren. Trennzeichen sind funktionell selbst Morpheme.

2. Syntaxnotation

Zu einer Beschreibung von Programmiersprachen gehört außer der Angabe der Menge der Grundsymbole die Beschreibung von Regeln, nach denen aus den Grundsymbolen gültige Zeichenfolgen, also Programmteile und Programme, gebildet werden müssen. Die Gesamtheit dieser Erzeugungsregeln heißt „Syntax der Programmiersprache". Darüber hinaus muß beschrieben werden, welche Wirkungen syntaktisch richtig gebildete Programmteile haben sollen, so daß letztlich die Wirkung eines Programms aus einer Programmniederschrift abgelesen werden kann. Die Gesamtheit von Festlegungen über die Bedeutung von Sprachelementen bezeichnet man mit Semantik. Eigentlich aber ist die Semantik das, was den Sprachelementen innerhalb einer Implementierung der Sprache als Bedeutung bzw. Wirkung zugeordnet ist. Die Syntax einer Sprache wird formal definiert; die Semantik zu formalisieren, ist bisher nicht gelungen, deshalb wird die Semantik verbal beschrieben.
Da die Beschreibung der Sprachelemente mit der größten Klarheit erfolgen muß, werden Hilfsmittel für die formale Beschreibung von syntaktischen Regeln eingeführt. Diese Hilfsmittel werden durchgehend benutzt. Die formalen Darstellungen klären den darzustellenden Sachverhalt streng. Allerdings sind diese Definitionen oft nicht vollständig, weil eine vollständige Definition wiederum Sprachelemente benötigen würde, die noch nicht beschrieben werden konnten. Das ist aber ein Mangel (oder einfach eine Tatsache), der in der rekursiven Definition der Sprache selbst liegt; es ist also nur möglich, Definitionen an späterer Stelle zu erweitern und dadurch sukzessiv zu vervollständigen.
Zur Definition der Syntax bedient man sich seit dem Anfang der sechziger Jahre der sog. Backus-Naur-Form (BNF). Mit PASCAL ist eine Syntaxnotation mit Hilfe von Diagrammen aufgekommen, die dem Lernenden nach unseren Erfahrungen leichter handhabbar und einprägsamer erscheint. Diese didaktischen Gründe sind es, die uns veranlassen, zur Syntaxbeschreibung diese Syntaxdiagramme zu benutzen.
Das Konzept des formalen Definierens einer Programmiersprache besteht darin, daß Konstruktionsvorschriften für Folgen von Grundsymbolen bzw. ihren Transkriptionen angegeben werden und die Menge aller so konstruierbaren Zeichenfolgen mit einem Namen bezeichnet wird. Dieser Name ist also eine metasprachliche Vokabel, sie bezeichnet eine metasprachliche Einheit. Diese Bezeichnung kann nun ihrerseits in weitere Erzeugungen einbezogen werden. Da hier davon ausgegangen wird, daß die Menge der Grundsymbole von PASCAL nur die Großbuchstaben enthält, sind für metasprachliche Bezeichnungen Kleinbuchstaben zu verwenden, wenn zweckmäßig, durch Unterstreichungszeichen verbunden. Dem Anfänger macht diese Zweigleisigkeit der Darstellung im allgemeinen Schwierigkeiten, erfahrungsgemäß sind diese Schwierigkeiten aber bald überwunden.
Ein Beispiel soll die Syntaxdiagramme illustrieren. Bild 1 definiert die metasprachliche Bezeichnung *abc*; es wird damit die Menge aller Zeichenfolgen definiert, die nur die Grundsymbole A, B und C enthalten, und zwar so, daß B nur nach A aber vor C auftreten muß. Gültige Zeichenfolgen erhält man durch das Verfolgen der Linien im Diagramm.
Soll ausgedrückt werden, daß B nicht aufzutreten braucht, wäre das Diagramm so zu ändern, wie es Bild 2 zeigt. Im Bild 3 wird ausgedrückt, wie die Elemente einer Menge *abc2* definiert werden. Das sind alle Elemente aus *abc*, die jedoch durch Anfügen von Elementen aus *abc1* „verlängert" sein dürfen. Dieses Vorstellen von Syntaxdiagrammen wird durch das Betrachten von Bild 4 abgeschlossen. Elemente von *alpha* können die Gestalt der Elemente von *abc2* haben, jedes Element von *abc2* ist auch in *alpha* enthalten. Werden aber durch Komma getrennte Elemente von *abc2* gebildet, so repräsentieren die so gebildeten Zeichenfolgen wieder Werte von *alpha*. Außerdem ist das „leere" Element in *alpha* enthalten. Im Bild 4 ist das durch die durchgehende Linie ausgedrückt. Die Aussage, daß eine Menge leer sein kann, wird oft benötigt.

Beispiele für die definierten Sprachelemente:

Sprachelement	Beispiele			
abc	ABC	ABBCCC		
abc1	ABC	ABBCCC	AC	AACCC
abc2	ABC	ABBCCC		
	ABCAC	ABBCCCAACCC		
	nicht aber AC			
alpha	ABC	ABCAC	ABBC,	ABBCC

Dem Anfänger im Programmieren werden folgende Übungen empfohlen:

2.1: Im Abschn. 1.3 ist das Morphem „Bezeichner" beschrieben. Definieren Sie „Bezeichner" durch Syntaxdiagramme!

2.2: Die Syntaxdiagramme in Bild 5 definieren *ziffer*, *ziffern*, und *reelle_zahl*. (Der verbindende Strich drückt die Zusammengehörigkeit der beiden Symbole aus). Konstruieren Sie Beispiele!

2.3: Geben Sie Beispiele an, die dem Syntaxdiagramm in Bild 6 genügen!

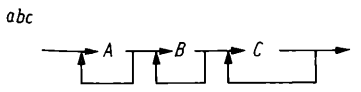


Bild 1

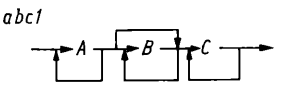


Bild 2

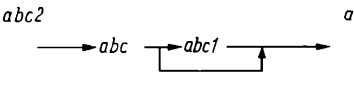


Bild 3

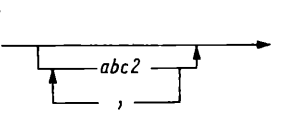


Bild 4

Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt
für Luft- und Raumfahrt EV (DFVLR)
Forschungszentrum
Zentralbibliothek
38 Braunschweig, Flughafen

Tafel 1. Transkription einiger Grundsymbole

spezielles Grundsymbol	Transkription
↑	§
≦	< =
≧	> =
≠	< >
..[1])	..
:=[1])	:=
[	(.
]	.)
{	(*
}	*)

[1]) Das sind links Symbole für ein Zeichen, rechts für zwei Zeichen.

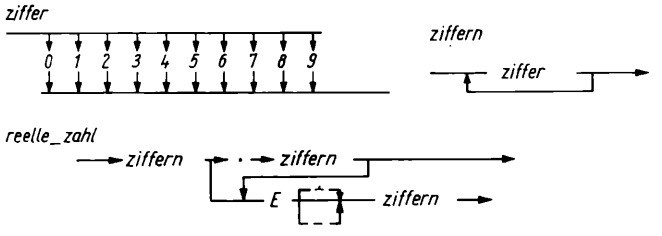


Bild 5

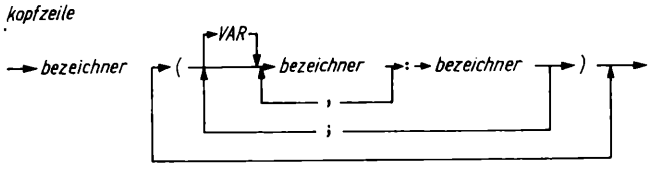


Bild 6

3. Einführendes Beispiel

Der Werteverlauf der Funktion

$$f(t) = \frac{a\,t}{2-t}\left(t + \frac{1}{4}\,e^{-\frac{t}{2}}\right)$$

im Intervall [0, 1] ist in einer Tabelle auszudrucken. Schrittweite für t sei $\Delta t = 0{,}01$. Für a werden vier Werte eingegeben.

Das folgende Programm leistet das Geforderte:

```
 1   PROGRAM WERTETAFEL (INPUT, OUTPUT);
 2
 3   CONST DT = Ø.ØI;
 4
 5   VAR T: REAL;
 6       I, J: INTEGER;
 7       A: ARRAY (.1..4.) OF REAL;
 8
 9   FUNCTION F (A, T: REAL): REAL;
10   BEGIN
11   F := A * T/(2.Ø—T) * (T + Ø.25 * EXP (—Ø.5 * T));
12   END;
13
14   PROCEDURE LZ (* LEERZEILE *);
15   BEGIN
16   WRITELN (OUTPUT);
17   END;
18
19   BEGIN
20   FOR I := 1 TO 4 DO READ (A (.I.));
21
22   WRITELN ('WERTEVERLAUF DER FUNKTION',
23   'F (T) = AT. (T + Ø.25 EXP (—T/2))/(2 — T)');
24   LZ; LZ; LZ;
25   WRITE ('T': 7);
26   FOR I := 1 TO 3 DO WRITE ('A = ', A (.I.));
27   WRITELN (OUTPUT);
28   T := Ø.Ø; J := 1;
29   WHILE T < = 1.Ø DO
30   BEGIN
31   WRITE (T);
32   FOR I := 1 TO 4 DO WRITE (F (A (.I.), T): 13, ' ');
33   WRITELN (OUTPUT);
34   T := T + DT; J := J + 1;
35   IFJ = 11 THEN
36            BEGIN
37            LZ; J := 1;
38            END;
39   END;
40   END.
```

Tafel 2

WERTEVERLAUF DER FUNKTION F (T) = AT · (T + 0.25EXP (−T/2))/(2 − T)

T	A = 5.00E−01	A = 1.00E+00	A = 1.500E+00	A = 1.900E+00
0	0	0	0	0
0,999999E−02	6.50133E−04	1.30027E−03	1.95040E−03	2.47051E−03
1,999999E−02	1.35107E−03	2.70215E−03	4.05322E−03	5.13407E−03
2,999999E−02	2.10364E−03	4.20728E−03	6.31092E−03	7.99383E−03
3,999999E−02	2.90867E−03	5.81734E−03	8.72601E−03	1.10529E−02
⋮				
9,699991E−01	5.29225E−01	1.05845E+00	1.58767E+00	2.01155E+00
9,799991E−01	5.44358E−01	1.08872E+00	1.63307E+00	2.06856E+00
9,899991E−01	5.59884E−01	1.11977E+00	1.67965E+00	2.12756E+00
9,999991E−01	5.75815E−01	1.15163E+00	1.72744E+00	2.18859E+00

Bemerkungen:

1. Die Zeilennumerierung ist nicht Teil des Programms; sie wurde nur für diese Erklärungen eingeführt.
2. Die Zeilen 2, 4, 8, 13, 18 und 21 sind Leerzeilen, die nur die Struktureinheiten des Programms hervorheben sollen.
3. Jedes PASCAL-Programm beginnt mit dem Wortsymbol PROGRAM und endet mit einem Punkt (Zeilen 1 und 40).
4. Das Programm besteht aus einem deklarativen Teil (Zeilen 1 bis 17) und dem Hauptprogramm (Zeilen 19 bis 40).
5. In diesem Beispiel werden im deklarativen Teil eine Konstante (DT), drei einfache Variablen (T, I, J) und eine Vektorvariable (A) mit 4 Komponenten vereinbart. Außerdem ist in den Zeilen 9 bis 12 der Algorithmus zur Berechnung eines Wertes der Beispielfunktion codiert. Diese Formelschreibweise (Zeile 11) ist unmittelbar verständlich.
Weiterhin ist eine Prozedur mit dem Namen LZ vereinbart. Ihre Wirkung besteht nur darin, den Inhalt eines Puffers an den Drucker auszugeben. Weil wir später (Zeilen 24 und 37) diese Prozedur nur dann benutzen, wenn der auszugebende Bereich „leer" ist, haben wir die Prozedur LZ (Leerzeile) genannt. Diese Bedeutung ist als Kommentar notiert.
6. Im Hauptprogramm werden zuerst vier Werte eingelesen, nämlich Werte für die Vektorkomponenten A [1], A [2], A [3] und A [4].
7. In den Zeilen 22 und 23 ist die Ausgabe einer Zeile (Überschrift für den Ergebnisdruck) codiert. Dazu wird die Ausgabeprozedur WRITELN aufgerufen. Sie enthält als auszugebende Werte zwei in Apostrophe eingeschlossene Zeichenkettenkonstanten.
8. In den Zeilen 25 und 26 wird eine Kopfzeile der Tabelle aufgebaut. Die Anweisung in Zeile 27 bewirkt nur die Ausgabe dieser Zeile an den Drucker.
9. In Zeile 32 wird viermal (FOR I := 1 TO 4) die Funktion F aktiviert, und zwar mit den zuvor eingelesenen Werten für den Vektor A. Die Ergebnisse werden zu einer Zeile zusammengesetzt, wobei für einen Funktionswert 13 Schreibstellen (Druckpositionen in der Zeile) benutzt werden. Die Ausgabe der so aufgebauten Zeile erfolgt in Zeile 33.
10. In den beiden Ergibtanweisungen in Zeile 34 wird einerseits ein neuer Wert für das Argument T der Funktion bereitgestellt, andererseits ein Zähler J um 1 erhöht. Dieser Zähler dient nur zur Steuerung des Einfügens einer Leerzeile nach je 10 Druckzeilen.
11. In Zeile 35 wird abgefragt, ob J den Wert 11 hat. Ist das der Fall, so wird eine Leerzeile eingefügt und der Zähler auf 1 zurückgesetzt (Zeile 37).
12. Die Anweisungen in den Zeilen 30 bis 39 werden wiederholt abgearbeitet, und zwar solange, wie T ≦ 1.0 ist (Zeile 29).

Fortsetzung auf Seite 301

Schafft die Mikroelektronik eine einheitliche Technologie?

W. Draeger, KDT, Leipzig

Durch entsprechende Technologien ergänzt und ersetzt der Mensch viele seiner unmittelbaren Produktionsfunktionen. Damit erhöht er die Produktivität und verbessert die Bedingungen seiner Arbeit. Mit Hilfe der Mikroelektronik vervollständigt er das Maschinensystem, die Vielfalt und Komplexität ihres Einsatzes. Ebenso geht er zur Steuerung und Programmierung ganzer technologischer Prozesse über. Diese Entwicklung ist in allen Zweigen der Industrie und anderer Bereiche der Volkswirtschaft zu beobachten.

Die Mikroelektronik wirkt damit generell auf die Produktionstechnologien, unabhängig vom jeweiligen Profil, von der jeweiligen Verarbeitungsstufe oder der Art der Verarbeitung der Rohstoffe und Materialien. Folgt daraus ein neues Verhältnis zwischen Spezialisierung und Einheitlichkeit unter dem Einfluß der Mikroelektronik? Welche technologischen Bewegungsformen werden von dieser Tendenz erfaßt? Mehr noch: Inwieweit wirken generelle objektive Gesetze in der Produktionstechnologie?

Technologie nutzt alle Bewegungsformen

In der Betriebspraxis trifft man häufig eine Überbetonung mechanischer Bewegung an. Nicht selten wird die technologische Bewegung auf ihre physikalische Form eingeengt. Das hat zur Folge daß nach chemischen oder gar biologischen Formen gar nicht erst gesucht wird.

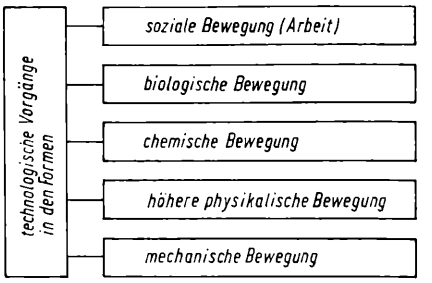
Marx schrieb über die Technologie, daß sie „die wenigen großen Grundformen der Bewegung, worin alles produktive Tun des menschlichen Körpers" vorgeht, aufdeckt [1]. *Engels* analysierte die Bewegungsformen der Materie. Er führte sie sowohl auf ihre materielle Einheit als auch auf das Gesetz des Umschlagens von der Quantität in die Qualität zurück und folgerte:

„Wir sehen also, daß die rein quantitative Operation der Teilung eine Grenze hat, an der sie in einen qualitativen Unterschied umschlägt. Es ist dieser Unterschied, auf dem die Trennung der Mechanik, als Wissenschaft von den himmlischen und irdischen Massen, von der Physik, als der Mechanik der Moleküle, und der Chemie, als der Physik der Atome, beruht" [2].

Damit nahm *Engels* eine Zuordnung der einzelnen Wissenschaften an die materielle Welt vor. Die verschiedenen Bewegungsformen der Materie — auf deren Basis auch die Grundformen technologischer Bewegung erfolgen — sind Gegenstand der großen wissenschaftlichen Disziplinen (Bild 1):

— Mechanik, als Wissenschaft der Körperbewegung, untersucht die Orts- teilweise auch die Formveränderung

Bild 1. Bewegungsgrundformen in der Produktionstechnologie



— höhere Physik deckt die nächsthöhere Bewegungsform auf, d.h. die Form- und auch die Strukturveränderung und umfaßt demzufolge die Moleküle

— Chemie analysiert die Reaktionen, die zur Veränderung der Struktur der Stoffe führen

— Biologie untersucht die Entstehung und Entwicklung der lebenden Materie und

— Gesellschaftswissenschaften decken die Gesetze der sozialen Bewegung und damit der Arbeit als materieller Bewegungsform der Gesellschaft auf.

Diese Bewegungsformen beeinflussen sich gegenseitig und gehen ineinander über, was für die Produktionstechnologie höchst bedeutsam ist. Dieser „ersten wirklich wissenschaftlichen Klassifikation der Einzelwissenschaften" [3] werden heute als Kriterien der Bewegungsform der Typ der materiellen Objekte, ihrer Wechselwirkung und spezifischen Gesetzmäßigkeiten hinzugefügt. Auch das verdeutlicht das immer stärkere Ineinandergreifen mehrerer, oft aller Bewegungsformen in der Produktion. Die Technologie hat diese Verflechtung bewußt zu erfassen.

Nichtmechanische Bewegung gewinnt Boden

Die Mikroelektronik ist selbst bereits Beispiel des Ineinandergreifens mehrerer Bewegungsformen, insbesondere der Verbindung chemischer und höherer physikalischer Bewegung. Ihre Anwendung erfaßt mit exakten Messungen, Programmierung und vielen logischen Funktionen faktisch alle Bewegungsformen.

Aus *Engels* Systematisierung der Wissenschaften ergeben sich bedeutende Schlüsse für das Auffinden der Grundformen der Bewegung des Menschen im technologischen Prozeß. Sie ermöglicht auch eine Bewertung der technologischen Bewegung.

1. Die Bewegungsformen der Materie unterscheiden sich qualitativ voneinander. Demzufolge sind die Produktionsverfahren entweder auf Veränderungen innerhalb einer Bewegungsform oder auf Veränderungen von einer Bewegungsform in die andere gerichtet (Bild 2). Die Arbeit als höchste Bewegungsform ist sowohl materiell bedingt als auch bewußt gestaltet, wodurch sie sich von jeder natürlichen Bewegung unterscheidet.

2. Bewegungsformen der Materie gehen ineinander über, existieren oft nicht in „reiner" Form und nebeneinander. So widerspiegeln die Verfahren produktiver Arbeit ebenso die Vielfalt der Bewegung und die Verflechtung zwischen den Bewegungsformen der Materie. Die Arbeit umfaßt alle Formen. Mit der zunehmenden Anwendung der Wissenschaft gewinnen die höheren Bewegungsformen an Bedeutung. Die Mikroelektronik ist dafür markant.

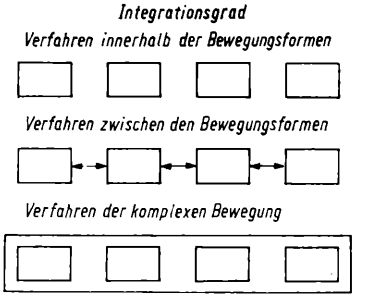


Bild 2
Verfahren des technologischen Prozesses nach dem Integrationsgrad (Schema)

Fortsetzung von Seite 300

13. Da in diesem zyklischen Programmteil die Größen T und J zum Steuern benutzt werden, müßten sie vor dem Eintritt in den Zyklus initialisiert werden. Das ist in Zeile 28 beschrieben.

Dem Leser sollte dieses Beispiel zeigen, daß einfache PASCAL-Programme auch ohne Vorkenntnisse verstanden werden können. In der Tafel 2 ist wiedergegeben, wie die durch das Abarbeiten des Programms erzeugte Druckliste der Funktionswerte aussieht (Ausschnitt).

Eingegangen am 9. 6. 82 NaA 9040

Literatur

[1] *Wirth, N.:* Revidierter Bericht über die Sprache PASCAL. Berlin: Akademie-Verlag 1976
[2] *Paulin, G.; Schiemangk, H.:* Programmieren mit PASCAL. Berlin: Akademie-Verlag 1981
[3] *Niemeyer, G.:* Einführung in das Programmieren in PASCAL. Berlin (West)/New York: W. d. Gruyter 1980
[4] *Jensen, K.; Wirth, N.:* PASCAL-User Manual and Report. LNCS, Vol. 18, Berlin (West)/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1974
[5] *Tapola, P. K. J.:* PASCAL-Compiler for 8-bit-Microprocessors. Helsinki University of Technology. TR 1979, No. 7
[6] *Bell, J. P.; Schiemangk, H.:* PASCAL-Sprachbeschreibung. rechentechnik/datenverarbeitung, Beiheft 3/1981

Dipl.-Math. Dr. *Gerhard Paulin*, Dipl.-Math. Dr. sc. nat. *Hans Schiemangk*. Humboldt-Universität, Sektion Mathematik, 1080 Berlin, Unter den Linden 6

(wird fortgesetzt)

3. Die Grundformen der Bewegung produktiver Arbeit äußern sich in den Produktionsverfahren als Bewegungsformen der Materie. Das zeigt die Art der Veränderung der Materie, die durch die Verfahren im technologischen Prozeß erfolgt:
— die Ortsveränderung, die vor allem (nicht nur) auf mechanische Art vonstatten geht
— die Formveränderung, die vorrangig auf physikalischem (einschließlich mechanischem) Wege geschieht
— die Strukturveränderung, die überwiegend durch chemische Reaktionen erreicht wird und
— der Stoffwechsel, der sich aus der biologischen Bewegung ergibt. Diesen verschiedenen Bewegungsgrundformen entsprechen die typischen Verfahrensformen (Bild 3).

4. Die Grundformen der Bewegung produktiver Arbeit vollziehen sich immer unter konkreten gesellschaftlichen Verhältnissen, Produktionsverhältnissen, von denen Ziel und Bedingungen der Produktion bestimmt werden. Sie können auch deshalb nicht auf natürliche Bewegung reduziert werden.

Die zunehmende Anwendung höherer Bewegungsformen in den Produktionsverfahren ergibt sich nicht nur aus dem Fortschritt der Wissenschaft, sondern auch unmittelbar aus den Produktionsverhältnissen.
Die Forderung des X. Parteitages der SED nach höherer Veredelung aller Materialien bedingt z. B. auch die stärkere Verwendung nichtmechanischer Verfahren. Die Rationalisierung in der Volkswirtschaft der DDR bewirkte z. B. im Jahre 1982 eine Verringerung der Transporte — allein auf der Straße — um 30% und damit einen Rückgang des Anteils mechanischer Bewegung.
Technologische Verfahren unterscheiden sich also eindeutig von natürlichen [4]. Sie sind gesellschaftlichen Bedürfnissen untergeordnet. In ihnen werden Naturprozesse zielstrebig, planmäßig und komplex gemäß gesellschaftlichen Zielen und Möglichkeiten gestaltet. In ihnen bedient sich der Mensch des Arbeitsmittels.
Technologische Prozesse lassen sich nicht auf das Nachvollziehen von Naturprozessen beschränken. Hier zeigt sich die enorme Aufgabe, die durch die Produktionstechnologie, wie auch durch die Wissenschaft Technologie zu leisten ist. Beispielsweise sind auch die höheren Bewegungsformen eng mit der mechanischen Bewegung gekoppelt. Die Automatisierung erweist sich sogar als „eine Bedingung für die Herausbildung nichtmechanischer Technologien" [5], weil man viele biotechnologische Prozesse anders gar nicht steuern kann. Diese Komplexität technologischer Bewegung gilt also nicht nur für die Mikroelektronik.

Auch Mikroelektronik fördert Vereinheitlichung

In den Produktionstechnologien kann man sowohl die weitere Spezialisierung als auch zunehmende Integration beobachten. Das ergibt sich auch aus der stärkeren Nutzung aller Bewegungsformen und weiteren Kombinationen zwischen ihnen.

Allgemein	in der Technologie
Objektivität — wesentlicher Zusammenhang —	real existierende wesentliche Zusammenhänge in Produktionsverfahren und Organisation (unabhängig von Erkenntnissen und subjektiven Regeln)
Eigenständigkeit — innerer Zusammenhang —	spezielle innere Zusammenhänge in Produktionsverfahren und Organisation (gegenüber Natur, Technik)
Allgemeinheit — typischer wiederkehrender Zusammenhang —	allgemeine Zusammenhänge der Verfahren und Organisation in der Volkswirtschaft (neben spezifischen Zusammenhängen in Industriezweigen)

Bild 3. Grundformen der Bewegung produktiver Arbeit

Welche der beiden Tendenzen erweist sich als die dominierende, die bestimmende künftiger Entwicklung?
Zunächst findet man einen Teil der Antwort bereits in den Produktionsverhältnissen des Sozialismus:
— Gesellschaftliches Eigentum ermöglicht und erfordert auch technologische Lösungen im Gesamtinteresse, also wissenschaftlich begründete Lösungen. Deshalb konstatierte *Marx*, daß „die Wissenschaft nur in der Republik der Arbeiter ihre wahre Rolle spielen" kann [6].
— Allseitige Persönlichkeitsentwicklung, speziell hohe Bildung, bedingen Technologien mit anspruchsvollen Arbeitsinhalten.
— Langfristige Sicherheit für die Gesellschaft erfordert Technologien, die die Reproduktion der Natur einschließen.

Diesen Ansprüchen ist objektiv jede technologische Lösung gegenübergestellt, auch wenn heute viele Lösungen weit davon abweichen, mitunter auch noch abweichen müssen. Auf lange Sicht fördern diese gleichen Ansprüche zweifellos vorrangig die Vereinheitlichungstendenz, die sich in geschlossenen Produktionskreislängen äußern wird. Letztere wiederum lassen sich nur durch stärkere Nutzung nichtmechanischer Bewegungsformen begründen.
Damit deutet sich der zweite Bereich an, aus dem die Antwort zu finden ist: die Entwicklung der Produktivkräfte. Zweifelsohne ist die Mikroelektronik ein besonders komplexer Ausdruck des Aufschwungs der Produktivkräfte. Mit ihr werden die verschiedenen Wissenschaften bewußt angewandt. Sie ermöglicht die Schaffung von Arbeitsmitteln, die z. B. auch logische Funktionen ausführen und damit die menschlichen Arbeitsmöglichkeiten beträchtlich erweitern.
Die Mikroelektronik ermöglicht eine höhere Veredelung der Arbeitsgegenstände durch Gleichmäßigkeit der Struktur und Abmessungen oder präzise Kontrolle ihrer Güte. Sie selbst gilt „als gegenwärtig höchste Form der Veredelung" [7]. So findet man nicht selten den Begriff der mikroelektronischen Revolution für diesen Vorgang.
Alle genannten Tendenzen fördern ebenfalls die Vereinheitlichung der Technologie: Gleiche oder ähnliche technologische Vorbereitung der Produktion (z. B. rechnergestützt), gleiche Systeme der Produktionslenkung und -kontrolle sprechen dafür. Gleichzeitig werden mit der Mikroelektronik die verschiedenen Bewegungsformen komplex genutzt, z. B. chemische Vorgänge in der Elektronik oder biologische in der Chemieindustrie. Damit läßt sich mit *Marx* sagen, daß sich die verschiedenen Gestalten des Produktionsprozesses auflösen „in bewußt planmäßige und je nach dem bezweckten Nutzeffekt systematisch gesonderte Anwendung der Naturwissenschaft" [8].
Beide Seiten der Entwicklung bestätigen die Dominanz der Vereinheitlichungstendenz. Sie verdeutlichen ebenso die Möglichkeit und Notwendigkeit der engen Verbindung der wissenschaftlich-technischen Revolution mit den Vorzügen des Sozialismus, wodurch es möglich wird, den „Stoffwechsel mit der Natur rationell (zu) regeln" [9].

Objektive Gesetze in der Produktionstechnologie

Die grundlegenden Prozesse, die sich heute in der Technologie vollziehen bzw. eröffnen, lassen Vereinheitlichungstendenzen als objektive und dominierende Richtung erkennen. Es ist somit notwendig, sich „über die mittelbaren, entfernteren gesellschaftlichen Wirkungen unserer produktiven Tätigkeit Klarheit zu verschaffen" [10]. Es geht um die objektiven, notwendigen und allgemeinen, also die wesentlichen Zusammenhänge, die — eben als objektive Gesetze — in der Technologie wirken. Diese Gesetze sind ein Teil der Gesetze, nach denen sich alle Produktivkräfte bewegen. Sie sind jedoch ein spezifischer Teil, eine Klasse dieser Gesetze. Nur in dem Maße, wie es „gelingt, die spezifischen Gesetze der technologischen Produktionsprozesse immer exakter zu bestimmen und zu beherrschen, wird es möglich sein, den Schritt von der empirischen Anwendung technologischer Erfahrungen, zur bewußten Durchsetzung von technologischen Gesetzmäßigkeiten zu tun" [11], also eine gewisse Gesamtheit von Gesetzen, die auch Tendenzen einschließt, zu beherrschen.
Gegenwärtig findet man eigenartige Betrachtungen zu den objektiven Gesetzen in der Technologie. Ihre
— Deutung als subjektive Regeln bzw. Festlegungen
— Begrenzung allein auf der Anwendung der Naturwissenschaften
— Identifizierung mit ökonomischen Gesetzen

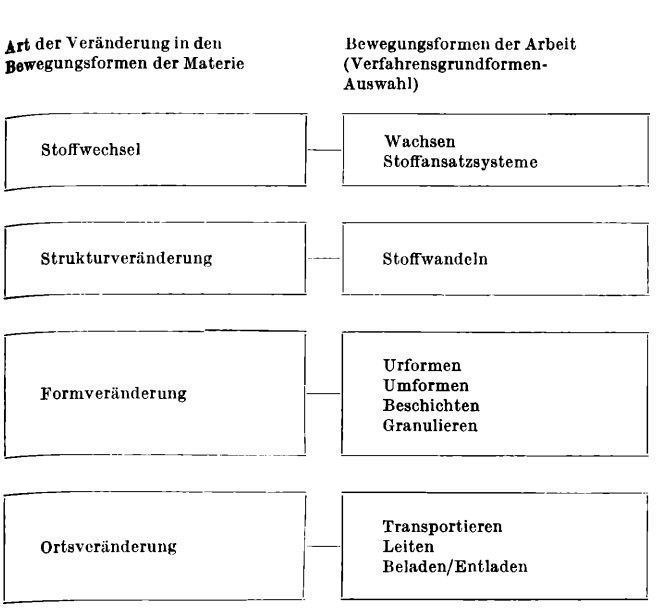


Bild 4. Kriterien eines objektiven Gesetzes

sind verbreitete Auffassungen. Doch damit gehen die Kriterien für ein objektives Gesetz verloren. Solche Kriterien liegen in der Objektivität, der Eigenständigkeit oder Spezifik gegenüber anderen Bereichen objektiver Wirklichkeit und dem Verallgemeinerungsgrad, also die Betrachtung der gesamten (einheitlichen) Produktionstechnologie gegenüber solchen von Zweigen (Bild 4).

Selbst mit diesen Kriterien ist stets zu beachten, daß Gesetze der Technologie nur einen Teil, einen ausgewählten Bereich der Realität des Produktionsprozesses erfassen, also eine niedere Klasse von Gesetzen der Produktivkräfte sind. Sie werden demzufolge von anderen Gesetzen beeinflußt, sind Gesetzen der Produktivkräfte als Ganzes untergeordnet und wirken auch mit Gesetzen der Produktionsverhältnisse eng zusammen. Als spezifische objektive Gesetze des technologischen Produktionsprozesses, die immer mehr in allen Zweigen wirken und damit die Vereinheitlichungstendenz der Technologie symbolisieren, läßt sich etwa folgendes erkennen [12]:

— das Gesetz der zunehmenden Übertragung menschlicher Arbeitsoperationen auf die objektiven Kräfte der Produktionsverfahren (z.B. Technisierung, Chemisierung, Bionisierung von Verfahren)

— das Gesetz der Vervollkommnung der Produktionsverfahren (durch wissenschaftliche Begründung, technische Ausrüstung und Nutzung aller Bewegungsformen, zunehmend nichtmechanischer)

— das Gesetz der zunehmenden Vereinheitlichung der Produktionsverfahren (stärkeres Gewicht volkswirtschaftlicher und internationaler gegenüber zweiglicher und betrieblicher Arbeitsteilung).

Darüber hinaus wirken sicher auch weitere objektive Gesetze der Produktionstechnologie hinsichtlich der besonderen Art der Organisation sozialistischer Produktion, denen noch nachzugehen ist.

Die Kenntnis solcher Gesetze ist eine Voraussetzung dafür, den gesamten technologischen Prozeß wirksamer zu gestalten, ihn „neu zu durchdenken und wissenschaftlich zu begründen" [13].

NaA 9084

Literatur

[1] *Marx, K.:* Das Kapital, Bd. 1. MEW Bd. 23. Berlin: Dietz Verlag 1977, S. 510

[2] *Engels, F.:* Dialektik der Natur. MEW Bd. 20. Berlin: Dietz Verlag 1967, S. 345 ff.

[3] *Klaus, G.:* Beiträge zu philosophischen Problemen der Einzelwissenschaften. Berlin: Akademie Verlag 1978, S. 32

[4] *Wolffgramm, H.:* Allgemeine Technologie. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1978, S. 31

[5] *Fischer, I.; Hartmann, K.:* Technologie – Wachstum – Produktivität. Berlin: Dietz Verlag 1980, S. 70 ff.

[6] *Marx, K.:* Bürgerkrieg in Frankreich. MEW Bd. 17. Berlin: Dietz Verlag 1962, S. 554

[7] *Tautenhahn, G.:* Mikroelektronik in unserer Volkswirtschaft. Einheit 36 (1981) 6, S. 554

[8] *Marx, K.:* Das Kapital a.a.O.

[9] ebenda, Bd. 3. MEW Nd. 25. Berlin: Dietz Verlag 1976, S. 828

[10] *Engels, F.:* Dialektik der Natur, a.a.O., S. 454

[11] *Hager, K.:* Wissenschaft und Technologie im Sozialismus. Berlin: Dietz Verlag 1974, S. 58

[12] *Draeger, W.:* Technologie im Blickfeld des Ingenieurs. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1983, Kapitel 3

[13] Bericht des ZK der SED an den X. Parteitag. Berlin: Dietz Verlag 1981, S. 56

Prof. Dr. rer. oec. habil. *Walter Draeger*, Technische Hochschule Leipzig, 7030 Leipzig, Karl-Liebknecht-Str. 132

Fachtagung

Verkehrswissenschaftliche Tage der HfV

Vom 10. bis 13. September 1984 finden an der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden die traditionellen Verkehrswissenschaftlichen Tage statt. Sie stehen unter dem Rahmenthema „Das Transport- und Nachrichtenwesen in der ökonomischen Strategie der DDR — der Beitrag der Verkehrswissenschaften". Das umfangreiche Programm sieht 3 Plenarveranstaltungen, Beratungen in 7 Tagungssektionen, Sonderkolloquien, Rundtischgespräche und die Besichtigung von Hochschuleinrichtungen vor. Um Probleme der Automatisierung von Transportprozessen geht es in der von Prof. Dr. *H. Strobel* geleiteten Tagungssektion II. Im einzelnen stehen hier Robotersteuerungen, Steuerungen von Prozessen an Bord mobiler Einrichtungen, räumlich verteilte Mikrorechnersteuerungs- und -betriebsleitsysteme sowie mikrorechnergestützte Abfertigungssysteme des Reise- und Güterverkehrs zur Diskussion. Die unter Leitung von Prof. Dr. *E. Augustin* stehende Tagungssektion V behandelt die Rationalisierung und Gestaltung von Nachrichtenverkehrssystemen. Dabei geht es u.a. auch um die optimale Gestaltung und Steuerung von Verkehrs- und Betriebsprozessen. An der Teilnahme interessierte Wissenschaftler und Praktiker aus der DDR wenden sich an die Gruppe Öffentlichkeitsarbeit und Information und Interessenten aus dem Ausland an das Direktorat für Internationale Beziehungen der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", 8010 Dresden, Friedrich-List-Platz 1.

NaK 9086

KDT-Fachtagung Mikroelektronik

Die Bezirksfachsektion Elektrotechnik/Elektronik im Bezirksverband der Kammer der Technik Suhl und die Hochschulsektion der KDT der Technischen Hochschule Ilmenau veranstalten vom 9. bis 11. November 1983 in Suhl die 10. Wissenschaftlich-technische Veranstaltung Mikroelektronik.

Unter dem Komplex „Anwendung der Mikroelektronik" sind folgende thematische Schwerpunkte vorgesehen:

1. Vorstellung neuer Schaltkreise und neuer Anwendungsmöglichkeiten bekannter Schaltkreise

2. Anwendung von Schaltkreisen oder mikroelektronischer Geräte und Anlagen in industriellen Steuerungen, in Regelungen, in der Rechentechnik und in Konsumgütern; bevorzugt werden Ergebnisse von ausgeführten Projekten mit den im Entwicklungs-, Konstruktions- und Fertigungsprozeß dieser Geräte und Anlagen gemachten Erfahrungen

3. Meß- und Prüfgeräte für Schaltkreise mikroelektronischer Systeme sowie für andere Entwicklungs- und Konstruktionshilfsmittel.

Kammer der Technik, Bezirksverband Suhl, Bereich WT
6000 Suhl, Ernst-Thälmann-Platz 4

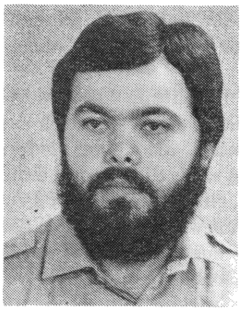
NaK 9088

Dissertationen

Untersuchung von Möglichkeiten zur Realisierung einer Entfernungsmeßeinrichtung für ein satellitengestütztes Datensammelsystem unter Verwendung programmierbarer, mikroelektronischer Schaltungen

Von *Klaus Röder*. Dissertation A an der Fakultät für Elektrotechnik/Elektronik des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Universität Dresden. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. habil. *A. Lenk*. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. *F. Wiegmann*, Prof. Dr. sc. techn. *W. Kemnitz*, Dr.-Ing. *V. Mann*

Ausgehend von der Konzeption eines satellitengestützten Datensammelsystems werden die von der Entfernungsmeßeinrichtung zu erfüllenden speziellen Forderungen abgeleitet. Auf der Grundlage dieser Forderungen erfolgt die Auswahl der für diesen Zweck geeignetsten Meßsignale und -verfahren. Es wird gezeigt, daß die bestehenden Forderungen am besten zu erfüllen sind, wenn die Entfernungsmessung in zwei Schritten, einer Grobmessung an einem PN-Signal und einer Feinmessung an einem Binärsignal mit ständigem Symbolwechsel (Mäander), durchgeführt wird. Für beide Meßschritte werden die prinzipiell möglichen Verfahren und bekannte Realisierungen dieser Verfahren bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit und der Erfüllung der bestehenden Forderungen untersucht.
Um mit vertretbarem Aufwand einen qualitativen Vergleich verschiedener Grobmeßverfahren, die sich aus der Kombination von paralleler bzw. sequentieller Korrelation und Entscheidung durch Maximumsuche bzw. Schwellwertvergleich ergeben, durchführen zu können, wird eine geometrische Interpretation der diesen Verfahren zugrunde liegenden Entscheidungsregeln im Signalraum vorgenommen. Dabei wird gezeigt, daß die Entscheidungsregel mit paralleler Korrelation und Maximumsuche als optimal bezüglich der Maximierung der A-posteriori-Wahrscheinlichkeiten zu betrachten ist, während bei der Entscheidungsregel mit sequentieller Korrelation und Schwellwertvergleich die größte Fehlerwahrscheinlichkeit zu erwarten ist.
Da die bekannte Hardware-Realisierung der Entscheidungsregel mit paralleler Korrelation und Maximumsuche einen sehr hohen technischen Aufwand erfordert, wird ein neues Verfahren zur Realisierung dieser Entscheidungsregel vorgeschlagen, das eine analoge Vorverarbeitung des Empfangssignals und eine Auswertung der Vorverarbeitungsergebnisse mit einem Mikrorechner vorsieht.
Bei der Untersuchung verschiedener Feinmeßverfahren bestätigt sich, daß bei Verwendung eines Binärsignals mit ständigem Symbolwechsel die größte Auflösungsgenauigkeit bzw. die kürzeste Meßdauer erreichbar ist.
Es wird gezeigt, daß ein leistungsfähiges Feinmeßverfahren mit den gleichen technischen Mitteln wie das entwickelte Grobmeßverfahren realisierbar ist, so daß für die Realisierung der gesamten Entfernungsmeßeinrichtung ein geringer technischer Aufwand erforderlich ist.
Um bei der Festlegung der Systemparameter einen geeigneten Kompromiß zwischen der Auflösungsgenauigkeit, der Meßdauer, dem Signal-Rausch-Verhältnis, der Symbolfolgefrequenz und der Fehlerwahrscheinlichkeit schließen zu können, wird ein allgemeiner Zusammenhang zwischen diesen Größen hergeleitet. Als Beispiel wird eine Möglichkeit zur Realisierung des vorgeschlagenen Entfernungsmeßverfahrens unter Verwendung des Mikroprozessors U 880 vorgestellt und die damit erreichbaren Systemparameter werden angegeben. NaK 9074



Dr.-Ing. *Klaus Röder* (29) studierte von 1972 bis 1976 an der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, und diplomierte 1976 mit einer Arbeit über die Nachbildung der Telemetrie- und Telekommandostrecken eines Interkosmos-Satelliten. Von 1976 bis 1981 arbeitete er als wissenschaftlicher Assistent bei Prof. Dr.-Ing. habil. *F. Wiegmann* im Wissenschaftsbereich Nachrichten- und Rechentechnik derselben Sektion.

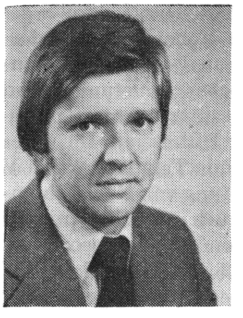
Seit 1981 ist er Mitarbeiter des VEB Robotron ZFT Dresden und arbeitet z. Z. als Gruppenleiter Forschung und Entwicklung.

Dimensionierung YIG-abstimmbarer Mikrowellentransistoroszillatoren

Von *Andreas Benedix* Dissertation an der Fakultät für Technische Wissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Hochschule Ilmenau

Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. *E. Forth*, Gutachter: Prof. Dr.-Ing. *M. Kummer*, Doz. Dr. sc. techn. *H. Loele*, Hon.-Doz. Dr.-Ing. *H.-K. Neske*

In der Dissertation werden Untersuchungen zur Wahl optimaler Entwurfsparameter YIG-abstimmbarer Transistoroszillatoren und eine Analyse des Einflusses dieser Entwurfsparameter auf deren Eigenschaften, insbesondere eines großen Durchstimmbereiches und einer hohen Ausgangsleistung, durchgeführt.
Gegenstand der Untersuchungen sind Oszillatoren mit Bipolartransistoren, die durch einen über eine einfache Koppelschleife angekoppelten YIG-Resonator abstimmbar sind. Die Ergebnisse ermöglichen allgemeine Aussagen über die Wahl des geeigneten Betriebszustandes des Transistors im Oszillatorbetrieb, die Berechnung von Schwingfrequenz und Schwingungsamplitude allgemeiner Transistordreipunktoszillatoren und die Berechnung der Ankopplung von YIG-Resonatoren über das magnetische Feld von Koppelschleifen an Microstripstrukturen.
Ausgehend von der Beschreibung der typischen Eigenschaften von Mikrowellentransistoren wird zur Schaltungsanalyse ein einfaches Transistorersatzschaltbild, dessen Elemente mit numerischer Optimierung berechnet werden, aufgestellt. Die Berechnung der Schwingfrequenz und Schwingungsamplitude wird für den eingeschwungenen Zustand auf der Grundlage einer aussteuerungsabhängigen wirksamen Stromverstärkung und eines komplexen Übersetzungsverhältnisses durchgeführt. Die wirksame Stromverstärkung wird dabei, ausgehend von einem die Emitterdiode bei hohen Frequenzen durch Sperrschicht- und Diffusionskapazität trägheitsbehaftet darstellendem Ersatzschaltbild, berechnet und ihre Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz und vom Arbeitspunkt diskutiert. Durch die Einführung einer ersten Näherung für die aussteuerungsabhängige Emitterdiodenimpedanz wird die Berechnung allgemeiner Transistordreipunktoszillatoren möglich.
Bei der Dimensionierung der Ankopplung von YIG-Resonatoren wird auf die Frequenzabhängigkeit der Streumatrixparameter und Koppelfaktoren von den YIG-Kugel- und den Koppelschleifenparametern und die Wahl der Größe der Sättigungsmagnetisierung eingegangen. Konstruktive Hinweise zum Aufbau von YIG-abstimmbaren Transistoroszillatoren in Microstriptechnik ergänzen die Ausführungen. NaK 9030



Dr.-Ing. *Andreas Benedix* (30) studierte nach Abschluß der Berufsausbildung als Schaltanlagenmonteur von 1971 bis 1975 an der Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik der Technischen Hochschule Ilmenau die Fachrichtung Mikrowellentechnik.

1975 begann seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Wissenschaftsbereich Mikrowellentechnik. Während dieser Zeit beschäftigte er sich besonders mit abstimmbaren Transistoroszillatoren im GHz-Bereich, Problemen der nichtlinearen Schaltungsanalyse und damit verbundenen numerischen Berechnungsverfahren.
Seit 1980 ist er in Forschung und Entwicklung im Institut für technische Untersuchungen Berlin tätig.

Ein Beitrag zur Lösung der Zuverlässigkeitsprobleme, Prüfzeitverkürzung und Einfluß technologischer Parameter mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung, dargestellt am Beispiel der Metallschichtwiderstände

Von *Thomas Kleimon*. Dissertation A an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät des Wissenschaftlichen Rates der Humboldt-Universität zu Berlin. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. *W. Weller*.

Gutachter: Dozent Dr. sc. techn. *H.-J. Krocker*, Prof. Dr. sc. techn. *G. Maronna*, Prof. Dr. rer. oec. *G. Kunze*

Es werden zwei Probleme der Zuverlässigkeit von Bauelementen — die Prüfzeitverkürzung und die Beeinflussung der Zuverlässigkeit der Bauelemente über die Parameter der Herstellungstechnologie — behandelt. Die Problematik wird am Beispiel der Metallschichtwiderstände erläutert. Zunächst wird eine geeignete Kurzzeitprüfung gesucht und als Bewertungskriterium für Technologievarianten gewählt. Für die Metallschichtwiderstände werden zwei Kurzzeitprüfmethoden entwickelt. Eine auf der Grundlage der Versuchsplanung und eine weitere auf der Grundlage einer einfachen Regression. Dann werden mit den Erfahrungen der Technologie, Widerstände, die nach verschiedenen Technologievarianten hergestellt werden, mit einer der Kurzzeitprüfmethoden hinsichtlich Zuverlässigkeit bewertet. Mit Hilfe der Wirkungsflächenmethode wird der funktionelle Zusammenhang zwischen ausgewählten Technologieparametern und der Zuverlässigkeit gezeigt. Der Zusammenhang wird mit Hilfe von Polynomen 2. Ordnung dargestellt, die als Lösung eines Regressionsansatzes verwendet werden. Die gewählte Vorgehensweise führte bei den Widerständen zum Erfolg. Sie ist auch auf andere Bauelemente und Bauelementetechnologie-Probleme anwendbar. NaK 9009

Dr.-Ing. *Thomas Kleimon* (40) studierte seit 1960 an der Humboldt-Universität zu Berlin Physik und diplomierte am I. Physikalischen Institut auf dem Gebiet der Massenspektrometrie. Bis 1967 arbeitete er als Physiker im VEB Elektroapparatewerk „Friedrich Ebert". Danach war er als wissenschaftlicher Mitarbeiter am III. Physikalisch-Technischen Institut der Akademie der Wissenschaften auf dem Gebiet der Lasertechnik und Holographie tätig. Seit 1969 arbeitet er auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente. Zwei Jahre später wurde er Leiter der Leitstelle für Zuverlässigkeit des VEB Kombinat Mikroelektronik im VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin.

Ein Beitrag zur Anwendung und Bewertung von Modellen zur Berechnung von Tiefpaß-Übertragungskenngrößen homogener und inhomogener RC-NR-Strukturen

Von *Ludwig Wolf*. Dissertation A an der Fakultät für Technische Wissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Hochschule Ilmenau. Dekan: Prof. Dr. sc. techn. *E. Forth*. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. *D. Kreß*. Gutachter: Prof. Dr. Dr. hc. *E. Philippow*, Dr.-Ing. *R. Müller*, Dr.-Ing. *B. Racurow*.

In der Arbeit werden Fragen der modellmäßigen Erfassung wichtiger Übertragungseigenschaften homogener und inhomogener RC-NR-Strukturen behandelt. Ausgangspunkt der Untersuchungen sind das ein- und zweidimensionale Modell für die Feldverteilung innerhalb der Bauelemente. Darauf aufbauend werden Aussagen über die Herleitung und Gültigkeit der beschreibenden Differentialgleichungen, deren analytische und numerische Lösbarkeit sowie die erzielbare Genauigkeit gemacht. Zum eindimensionalen Modell, das durch eine Randwertaufgabe 3. Art für eine gewöhnliche Dgl. (spezielle Telegrafengleichung) gekennzeichnet ist, wird eine Systematik verschiedener Lösungsklassen zusammengestellt. Als numerisches Lösungskonzept wird das Differenzenverfahren in Verbindung mit dem Thomas-Algorithmus beschrieben. Beide Lösungsverfahren sind so weit aufbereitet, daß die Ergebnisse in einfacher Weise in vorhandene Netzwerkanalyseprogramme aufgenommen werden können. Für das zweidimensionale Modell, gekennzeichnet durch eine gemischte Randwertaufgabe einer partiellen Dgl. (Helmholtzgleichung) bzw. ein dazu äquivalentes System elliptischer Dgln., werden alle nach der Methode der Separation der Variablen bestimmbaren Lösungen zusammengestellt.

Zur numerischen zweidimensionalen Lösung ist ein spezieller Algorithmus beschrieben, der auf dem Differenzenverfahren basiert und hohe Genauigkeit bei geringer Zentralspeicherbelastung sicherstellt.

Die erarbeiteten Lösungsverfahren werden am Beispiel der exponentiellen und linearen RC-NR-Struktur demonstriert. Die dabei gewonnenen Ergebnisse dienen als Grundlage für einen Genauigkeitsvergleich der beiden Modelle sowie zur Bewertung der Übertragungseigenschaften von Strukturen extremer Geometrie.

Eine vergleichende Betrachtung hinsichtlich der Kriterien Lösungsaufwand und -genauigkeit, Möglichkeit der Netzwerkeingliederung sowie Beschränkungen bezüglich Geometrie oder Zentralspeicherkapazität wird für alle behandelten Modelle, einschließlich Netzwerkmodelle, durchgeführt. NaK 9010

Dr.-Ing. *Ludwig Wolf* (31) legte im Jahre 1970 das Abitur an der EOS Weida ab und beendete gleichzeitig die Berufsausbildung als Elektromechaniker im VEB Wetron Weida. Unmittelbar danach studierte er vier Jahre Theoretische Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Ilmenau. Nach Abschluß des Diplomverfahrens arbeitete er von 1974 bis 1979 als wissenschaftlicher Assistent an dem von Prof. Dr. Dr. hc. *Philippow* geleiteten Fachbereich Theoretische Elektrotechnik der TH Ilmenau. In dieser Zeit erfolgte die Erarbeitung der Dissertation A auf der Basis eines Forschungsvertrages mit dem Betrieb VEB Mikroelektronik des Kombinats Keramische Werke Hermsdorf.

Von 1979 bis 1980 war er wissenschaftlicher Mitarbeiter des Forschungszentrums im VEB Carl Zeiss Jena, wo er sich mit der Softwareentwicklung für Mikrorechner beschäftigte. Zur Zeit ist er als Entwicklungsingenieur im VEB Polygraph Druckmaschinenwerk Plamag Plauen im Rahmen der Einführung speicherprogrammierbarer Steuerungen tätig.

Buchbesprechungen

Mikroprozessoren Anwendungsprojektierung

Berichte zur Nachrichtentechnik Band 12

Von *W. Schuppe* und *W. Mörtl*

Berlin: Institut für Nachrichtentechnik 1982
112 Seiten, 31 Bilder, 25 Tafeln, Broschur, 9,80 M

Mikrorechneranwendung
Gerätetechnik U 880

Berichte zur Nachrichtentechnik Band 13

Von *G. Warme, V. Otto* und *B. Graffunder*
Berlin: Institut für Nachrichtentechnik 1982
100 Seiten, 35 Bilder, 26 Tafeln, Broschur, 10,20 M

Beide Bücher dienen der wichtigen Zielstellung, eigene applikative Ergebnisse zur Anwendung der Mikrorechentechnik mitzuteilen und damit einem breiten Nutzerkreis die effektive Lösung mikrorechentechnischer, prozeßorientierter Aufgaben zu ermöglichen.
Den Schwerpunkt des Bandes 12 bildet der Entwurf von Mikrorechner-Anwendersystemen, bei dem aus eigenen Erfahrungen heraus erste wesentliche Beiträge zur Systematisierung und Verallgemeinerung dieser Aufgabe getroffen werden. Es werden die Systemebenen dargelegt und über Diagnosesysteme die verschiedenen Konkretisierungsniveaus der Realisierung erläutert. Besondere Aufmerksamkeit wird der Abnahme des Mikrorechner-Gesamtprojekts mit den verschiedenen Formen und Varianten zur Testung gewidmet. Das einleitende Kapitel dieses Bandes zum System U 880 unterscheidet sich kaum von älteren Schriften zur Mikrorechentechnik, denn es enthält im Grunde nur eine vereinfachend beschreibende Darstellung der U 880-Herstellerunterlagen ohne eigene Applikationsergebnisse, jedoch mit einer hohen Anzahl inhaltlicher Fehler. Bei einer Überarbeitung des Bandes könnte dieses Kapitel zugunsten des Bandes 13 dieser Reihe entfallen, in dessen Mittelpunkt die anwenderbezogene Gerätetechnik U 880 steht. Die Autoren des Bandes 13 haben es verstanden, durch unmittelbare eigene Untersuchungen die Funktion ausgewählter Komponenten des Systems U 880 bis in die Tiefe vorzustellen. Sehr anschaulich und einprägsam gelang die Darstellung von Zeitabläufen durch Verwendung von Logikanalysator-Fotos in allen Kapiteln des Bandes. Besondere Aufmerksamkeit wurde der Interruptstruktur gewidmet, und so wurden, wenn auch nicht ohne Fehler, wesentliche Impulse zur RETI-Problematik, zum Problem des Pending-Interrupts und zu verschachtelten Interrupts gegeben. Neben den Prozessoren 8080 und U 880 werden die Interface-Schaltkreise PIO und CTC in Funktion mit Signalabläufen beschrieben. Sehr gut gelang die tabellarische Darstellung zur PIO-Programmierung. Zu wünschen wäre ein ähnlicher Band mit applikativen Ergebnissen zur SIO. *B.-G. Münzer* NaB 527

Einführung in die Sicherheitstheorie Sicherheitstechnische Analyseverfahren

Von *A. Meyna*

München, Wien: Carl Hanser Verlag 1982
237 Seiten, 64 Bilder, 28 Tafeln, kartoniert

Fragen und Probleme der Sicherheit technischer Einrichtungen spielten und spielen in der Technik eine erhebliche Rolle. So ist z. B. die Eisenbahn-Sicherungstechnik eine Disziplin mit vielen Erfahrungen und einer langjährigen Tradition. Im Gegensatz zur Zuverlässigkeitstheorie, die sich mit dem Verhalten bzw. Fehlverhalten eines Systems oder Elements innerhalb bestimmter Grenzen beschäftigt, betrachtet die Sicherheitstheorie die Auswirkungen von unvorhersehbarem Verhalten eines Systems außerhalb seiner Grenzen, besonders wenn die Gefährdung von Menschen eintreten kann. Die Sicherheitstheorie befindet sich noch am Anfang ihrer wissenschaftlichen Entwicklung, so daß die Fragen der Definition und Begriffsbildung noch nicht abgeschlossen sind.
Das vorliegende Buch gibt einen guten Überblick über den gegenwärtigen Entwicklungsstand dieses noch jungen Wissensgebietes. Wie bei allen wissenschaftlichen Disziplinen, die am Anfang ihrer Entwicklung stehen, überwiegen auch in der Sicherheitstheorie gegenwärtig die analytischen Betrachtungen. Der Autor hat sich im vorliegenden Buch, wie es der Untertitel ausweist, auch vorwiegend auf die Analyseverfahren beschränkt. Die zur Anwendung kommenden mathematischen Methoden und Verfahren sind ebenso wie die Systembetrachtungen aus der Zuverlässigkeitstheorie gut bekannt, so daß die geschlossene Anwendung auf einen neuen und wichtigen Gegenstand eine wertvolle Bereicherung darstellt. Hervorheben möchte ich die stärkere Einbeziehung des menschlichen Verhaltens in die angestellten Betrachtungen, denn dieser Aspekt findet häufig nicht die ihm gebührende Beachtung.
Zusammenfassend möchte ich einschätzen, daß mit dem vorgelegten Buch ein guter Überblick über das Wissensgebiet gegeben wird, der es dem einschlägig vorbelasteten Fachmann leicht ermöglicht, sich in die Probleme der Sicherheitstheorie einzuarbeiten. *H. Preuß* NaB 526

Kurzinformationen

● Glas bietet nach Ansicht von Wissenschaftlern des Instituts für Kernphysik in Leningrad neue Möglichkeiten, die Holographie noch effektiver für die Informationsspeicherung zu nutzen. Sie beschichteten dazu eine Glasscheibe mit einem Durchmesser von 400 mm und einer Dicke von 5 mm mit einer Fotoemulsion von hohem Auflösungsvermögen. Auf dieser Scheibe lassen sich 10000 Hologramme aufzeichnen, die kreisförmig angeordnet sind. Jedes einzelne Hologramm enthält die Informationen von einer Seite Text, Skizzen, Zeichnungen oder Fotos. Sie lassen sich sehr schnell mit Hilfe von EDV und Laserstrahlen einzeln ausfindig machen und auf den Bildschirm eines Monitors projizieren. (ADN)

● Für ein internationales Satellitensystem zur Suche und Rettung in Not geratener Schiffe und Flugzeuge sind seit Ende März bereits 3 Sputniks, ausgestattet mit spezieller hochempfindlicher Empfangs- und Sendetechnik, auf polaren Umlaufbahnen in rund 1000 km Höhe eingesetzt: von der UdSSR Kosmos 1383 und Kosmos 1447, von den USA ein Tiros-Satellit. Kosmos 1383 als der „Dienstälteste" dieses Trios ist seit dem 30. Juni vorigen Jahres unterwegs und hat schon eine bewegte Vergangenheit, die ahnen läßt, wie effektiv ein weltweites kosmisches Rettungssystem für alle Länder der Erde sein kann.

Insgesamt, so wurde im Zusammenhang mit dem Start des 2. sowjetischen Kospas-Satelliten bekanntgegeben, konnten über Kosmos 1383 bisher 22 Menschen gerettet werden, von denen nach Ansicht des Sarsat-Projektleiters der USA, *Bernhard Trudell*, „ohne diesen Satelliten einige mit Sicherheit nicht mehr leben würden".
Die UdSSR hat in der ersten Testphase im europäischen Teil ihres Territoriums Versuchsmuster neuartiger Notfunkfeuer installiert, die mehrmals täglich Signale an Kosmos 1383 geben, der sie auffängt und an die Bodenstation weiterleitet, an der dann die Koordinaten der Bojenstandorte berechnet werden. Dabei geht es vor allem um eine weitere Verbesserung der Zielgenauigkeit. Herkömmliche Notfunksender, so hatte die Praxis gezeigt, übertragen bei einer Sendeleistung von 0,1 W über die

Wellenlänge 121,5 MHz doch noch beträchtlich störende Hintergrundgeräusche. Deshalb veranlaßte die ITU-Weltfunkkonferenz 1979 die Bereitstellung einer weiteren Frequenz bei 406,1 MHz, auf der dann die neuen, speziell für das Kospas-Sarsat-System bestimmten Notsender mit einer Sendeleistung von 5 W arbeiten soll. Das würde es ermöglichen, alle 50 s phasenmodulierte Signale zu geben, aus deren Codierung auch die Identität des Havaristen und vielleicht gar die Art seiner Notlage erkennbar wäre. Die z. Z. fliegenden 3 Schnellhilfe-Satelliten sind mit Empfangsanlagen für beide Sendertypen ausgestattet. Alle bisherigen Tests bewiesen: mit den herkömmlichen Funkfeuern wird die Position des Senders nur mit einer Genauigkeit von ± 10 bis 12 km, mit den neuen Anlagen dagegen von ± 1 bis 2 km ermittelt. Das bringt dem kosmischen Notrettungsdienst noch einen zusätzlichen Vorteil.

● Eine komplette Meßanlage zur Thermographie stellt eine Schweizer Firma her. Sie besteht aus einer Thermographiekamera, einem Kontrollmonitor sowie der Anlage zur digitalen Verarbeitung der Thermogramme. Durch ein Thermogramm läßt sich beispielsweise bei bestückten elektronischen Leiterplatten ermitteln, wo noch Wärmeherde verborgen sind und die Kühlung verbessert werden muß. Auch einzelne elektronische Bauteile können auf diese Weise untersucht werden. Die Ausgabe der Thermogramme erfolgt auf der Anlage wahlweise fotografisch oder über einen Drucker. Gleichzeitig werden die Ergebnisse auf Disketten gespeichert, um später Auswertungen und Vergleiche mit neueren Resultaten vornehmen zu können. (ADN)

● Die staatliche Fernmeldegesellschaft NTT in Japan hat bis jetzt 12 Glasfaser-Kabelstrecken mit einer Gesamtlänge von 110 km in Betrieb. 1984 soll eine Lichtleiterverbindung über 200 km zwischen Sapporo auf Hokkaido und Fukuoka auf Kyushu fertiggestellt werden. In Tsukuba, der Stadt der Wissenschaften bei Tokio, wird von NTT damit begonnen, 10000 Haushalte an ein Netz anzuschließen, über das auf vorhandene Bildschirme oder zusätzliche Faksimilegeräte die verschiedensten Informationen abgerufen werden können. 9 Forschungsinstitute Tsukubas sind bereits über Glasfaserkabel untereinander und mit einem zentralen Datenspeicher verbunden. Das System hat rund 500 Terminals und dient 1600 Wissenschaftlern.

An technischen Instituten in Tokio und Yokohama können über ein 20 km langes Glasfaserkabel Vorlesungen vom Partner miterlebt werden. Weitere Anwendungsbeispiele sind das Signalsystem der U-Bahn von Sapporo und die bürointerne Kommunikation im Hauptquartier der Kawasaki Steel Corporation.

Den technischen Vorteilen der optischen Nachrichtenübertragung stehen noch immer die im Vergleich zu Kupferkabeln wesentlich höheren Herstellungskosten gegenüber. Es wird jedoch mit einer schrittweisen Verbilligung der Glasfaserkabel gerechnet, so daß sie 1985 bereits in der Fahrzeugelektrik und 1990 in Wohnungen und Haushaltsgeräten an Stelle herkömmlicher Metalldrähte rücken können. (ADN)

● Mit einem neuen Verfahren bei der Fertigung von bipolaren Festwertspeichern kann der Fotolack jetzt direkt mit einem Elektronenstrahl und nicht mehr durch eine Maske belichtet werden. Die Verdrahtungsmuster für die Chips werden in Poughkeepsie (New York) entworfen und per Datenübertragung an das Halbleiterwerk East Fishkill übermittelt, wo ein Computer den Elektronenstrahl mit diesen Informationen steuert.

Dieses Verfahren läßt eine höhere Flexibilität sowie eine Steigerung der Produktivität zu, da sich Entwürfe und Änderungen schneller realisieren lassen. Der Elektronenstrahlprozeß ermöglicht die Herstellung vieler unterschiedlicher ROM-Chips in nur 20 Arbeitstagen, während der traditionelle Maskenprozeß die dreifache Zeit benötigte. (ADN)

● Mit einem scharf fokussierten Elektronenstrahl gelang es Mitarbeitern der Universität von Illinois, Löcher von nur 2 nm Durchmesser in 200 nm dicke Filme aus Aluminiumoxid zu „bohren". Das ist ein neuer Rekord. Diese neue Mikrotechnik könnte Bedeutung bei der nächsten Generation integrierter Schaltungen gewinnen. (ADN)

TECHNIK-Literatur

VT

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Grundlagen der elektrischen Meßtechnik

Dipl.-Ing. *Reinhold Drachsel* und
Dr. sc. techn. *Werner Richter*

7., stark bearbeitete Auflage, 308 Seiten, 38 Tafeln
Ganzleinen DDR 19,— M, Ausland 26,— M
Bestell-Nr.: 553 202 7 _____

Reihe Automatisierungstechnik Band 186
Grundlagen für die Projektierung und Berechnung von Hydraulikanlagen

Gerhard Blumauer

2., stark bearbeitete Auflage, 84 Seiten
Broschur DDR 4,80 M, Ausland 6,40 M
Bestell-Nr.: 552 669 8 _____

Stetigförderer

Reihe Fördertechnik

Prof. em. Dr. sc. techn. *Georg Pajer*,
Prof. Dr.-Ing. *Horst Kuhnt*,
Prof. Dr.-Ing. *Friedrich Kurth*

4., stark bearbeitete Auflage,
412 Seiten, 534 Bilder, 73 Tafeln
Kunstleder DDR 45,— M, Ausland 50,— M
Bestell-Nr.: 553 043 5 _____

TECHNIK — WÖRTERBUCH

Chemie und chemische Technik
Deutsch-Englisch
mit etwa 56000 Wortstellen

Autorenkollektiv unter Leitung von *Helmut Gross*

2., durchgesehene Auflage, 636 Seiten
Kunstleder DDR 55,— M, Ausland 70,— M
Bestell-Nr.: 552 760 7 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

_____ _____

_____ _____

_____ _____

_____
Name, Vorname — Anschrift mit Postleitzahl

_____
Datum — Unterschrift

SOMMAIRE

Völz, H.

Essai d'une approche technique appliquée à la description de la mémorisation génétique

p. 268 – 273

On présente une description très simplifiée des phénomènes essentiels dans la cellule vivante qui correspondent aux processus techniques de l'information. On considère notament la structure de l'acide désoxyribonucléine et des protéines ainsi que de l'interconnexion de l'information dans les processus moléculaire-biologiques.

Köhler, K.

Problèmes de l'essai de rubans magnétiques pour l'enregistrement numérique

p. 273 – 276

Pour pouvoir échanger les supports de l'information, il est nécessaire de mesurer les amplitudes des tensions d'impulsion qui sont générées par le mouvement des supports magnétiques de données dans les systèmes de reproduction. Ces mesures sont problématiques parce qu'il n'est pas possible d'utiliser des grandeurs physiques fondamentales pour calibrer les appareils de mesure. On peut obtenir des niveaux différents à la reproduction sur le même appareil de mesure, ou sur des appareils différents, malgré une calibration préalable. L'influence des paramètres du système sur le mécanisme de l'enregistrement est connue, mais des phénomènes complexes ne permettent pas toujours des les évaluer précisement.

Malinowski, G.

Quelques problèmes de la compatibilité de mémoires à échange de disques

p. 276 – 278

On analyse les facteurs qui provoquent une incompabilité et des perturbation de mémoires à échange de disques. On sépare les effets causés par la pile des disques, par les têtes magnétiques et par le système de contrôle pour le mouvement de la tête. On en déduit des conclusions pour le service d'entretien.

Patrunow, W. G.

La reproduction visuelle d'informations avec un enregistrement magnétique

p. 278 – 281

On présente un display magnétique qui possède de nombreux avantages en comparaison aux displays connus avec tube aux rayons cathodiques et d'autres. On décrit les fondements et on propose des réalisations. Des techniques d'une impression magnétique sont également proposées.

Zühlke, W.

Une contribution à la normalisation de la télévision numérique

p. 281 – 285

En partant des travaux connus sur la télévision numérique, le vidéophone, le code de studio et la télévision à haute définition ainsi que d'études de l'auteur sur ce problème, on fait une proposition de normalisation pour une famille de systèmes compatibles.
On obtient des conversions simples de normes à l'aide de relations simples dans la définition verticale et horizontale de détails et avec le procédé présenté du saut multiligne. On discute la télévision haute fidélité et le codage vidéo adaptif.

Martius, S.; Oswald, H.

Disques de support à faible réflexion pour lignes coaxiales dans la gamme des microondes

p. 285 – 290

On décrit des méthodes mathématiques pour obtenir une géométrie des disques de support comportant une réflexion faible. La calcul exact du facteur de réflexion ainsi que l'optimalisation ne sont possibles que sur un grand ordinateur. On se sert d'approximations pour calculer l'influence des paramètres du support sur le facteur de réflexion. Pour démontrer l'efficacité de la méthode on se sert de l'exemple du disque de support pour le diamètre 3/7 en comparaison avec le calcul exact. On évalue l'influence d'une asymétrie axiale sur le facteur de réflexion. Une possibilité d'une mesure précise et rapide de la constante diélectrique existe pour la géométrie simple du disque plein.

Hälsig, C.

Le sélecteur. Phénomèmes de sélection dans les télécommunications et leur généralisation dans les systèmes cybernétiques. 3e partie

p. 290 – 292

Lochmann, D.

Les distorsions de quantification dans les systèmes MIC. 3e partie

p. 293

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Introduction dans la langue de programmation PASCAL. 1e partie

p. 298 – 301

Draeger, W.

La microélectronique, créera-t-elle une technologie unifiée?

p. 301 – 303

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR – 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700: Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332); Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 2870348)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR – 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS – Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 12505 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C.K.P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P.K.H.I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR – 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR – 7010 Leipzig, Talstraße 29

INHALT

Filterentwurf — Theorie und Anwendungen

Fritzsche, G.

Filterentwurf — Theorie und Technologie im Überblick

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 312 – 316

Ausgehend von den Möglichkeiten der konsolidierten Netzwerktheorie (die gleichberechtigt analoge und digitale Varianten untersucht) werden im Überblick Signal- und Netzwerkdarstellungen, Entwurfsmethoden und Modelle sowie moderne technologische Bauformen für Filter vorgestellt. Als theoretischer Hintergrund werden zulässige LTI-Netzwerkfunktionen angesehen. Außerdem werden Entwicklungs- und Trendaussagen gegeben und auf Einsatzfälle wird hingewiesen.

Schubert, E.

Quasiarithmetische TP-BP-Transformation mit vorteilhaften Gruppenlaufzeiteigenschaften

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 317 – 320

Es wird eine quasiarithmetische TP-BP-Transformation vorgestellt, die vorteilhafte Dämpfungs- und Laufzeiteigenschaften des Bezugstiefpasses mit minimalem Fehler auf den Bandpaß überträgt. Damit können mittlere und breite Filter konstanter Gruppenlaufzeit mit arithmetischer Dämpfungssymmetrie entworfen werden.

Krüger, K.-E.

Realisierung von MLF-Polynom-Tiefpässen mit geringen Funktionsblockgüten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 321 – 323

Die Realisierung von aktiven *RC*-Tiefpässen, -Hochpässen und unsymmetrischen Bandpässen in MLF-Strukturen erfordert i. allg. einen hohen Dimensionierungsaufwand bzw. führt bei der reinen FLF-Struktur nicht zu den gewünschten Ergebnissen. Es wird gezeigt, daß durch eine Mischstruktur (FLF/LF) sowohl kleine Funktionsblockgüten als auch ein vertretbarer Rechenaufwand erzielt werden kann. An Hand eines TP T_1 09 A_{max} 1,25 dB wird das Schaltungskonzept erläutert.

Mossner, B.; Sauer, K.

Rauscheigenschaften von SC-Teilschaltungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 323 – 327

Es wird das durch die aktiven Bauelemente (Verstärker und Schalter) verursachte Eigenrauschen von SC-Integratoren berechnet. Die entstehenden Momentan- und Abtastrauschkomponenten werden mit Hilfe von Teilübertragungsfunktionen im Bildbereich ermittelt. Als Modell der Rauschquellen wird weißes Rauschen angenommen. Die durch Näherungen bedingten Abweichungen von den realen Verhältnissen werden abgeschätzt und die theoretisch gewonnenen Resultate durch Messungen gestützt. Es ergeben sich Schlußfolgerungen für eine rauschgünstige Gestaltung von SC-Integratorfiltern: Das Gesamtrauschen reduziert sich bei möglichst hoher Taktfrequenz, hohem *C*-Niveau und Unterdrückung der Momentanrauschkomponenten.

Lippmann, J.; Sauer, K.

Anwenderorientierte Optimierung von Filtern mit geschalteten Kondensatoren

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 327 – 332

Für den rechnergestützten Entwurf von SC-Filtern werden die verschiedenen Phasen des Computereinsatzes betrachtet, der sowohl für den theoretischen Entwurf als auch für die Realisierung unter Berücksichtigung technologischer Parameter erforderlich ist. Als Ausgangsbasis für die iterative Optimierung werden die Ergebnisse eines schnellen Analyseverfahrens für Integratorfilter verwendet, das gleichfalls die Berechnung der Empfindlichkeiten gegenüber den Schaltungsparametern ermöglicht. Nach Erörterung der Gesichtspunkte für die Auswahl des Optimierungsverfahrens und der Festlegung einer geeigneten Zielfunktion werden dazu Ergebnisse an Hand praktischer Beispiele vorgestellt.

Buchholz, G.; Steckel, K.

Digitale Spektralanalyse

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 333 – 335

Nach einer kurzen Darstellung allgemeiner Gesichtspunkte bei der digitalen Spektralanalyse werden für die beiden wichtigsten Verfahren — digitale Filterbank und schnelle Fourier-Transformation — Einzelheiten erläutert. Für die Bandpässe der Filterbank wird auf der Basis der verteilten Arithmetik eine Realisierungsvariante vorgestellt, die ohne Multiplizierer auskommt und Echtzeitbetrieb bis mindestens 20 kHz ermöglicht. Weiterhin werden Eigenschaften der diskreten Fourier-Transformation aufgeführt und an Hand eines Blockschaltbildes die prinzipielle Arbeitsweise eines digitalen Fourier-Analysators dargestellt.

Seidel, V.

Aktive *RC*-Schaltungen — Möglichkeiten und Grenzen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 336 – 341

Aktive *RC*-Filter werden hinsichtlich ihres Frequenzbereiches, ihres Eigenrauschens und ihrer Empfindlichkeit diskutiert. Nach einem Überblick über technisch optimale Lösungen werden am Beispiel eines anspruchsvollen Bandpasses aus der Trägerfrequenztechnik, der bezüglich Polgüten und Arbeitsfrequenz die Grenzen heute verfügbarer Operationsverstärker ausschöpft, die erreichbaren Signal-Rausch-Abstände und Empfindlichkeitswerte verglichen.

Lutzmann, J.; Unger, H.

K 1520-kompatibler Digitalfilter-Prozessor auf U 830-Basis

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 341 – 345

Es wird ein autonom arbeitender Digitalfilterprozessor auf U 830-Basis beschrieben, mit dem sich Digitalfilter höherer Ordnung in Abzweigstruktur mit Abtastraten bis zu 10 kHz realisieren lassen. Durch ein K 1520-gerechtes E/A-Interface kann dieser Prozessor zur Entlastung der Zentraleinheit im K 1520-Rechner im On-line-Betrieb eingesetzt werden.

Hälsig, C.

Mechanische Bandfilter — Bauformen und Anwendungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 8, S. 345 – 351

Es werden, ausgehend von einer Bauelementeübersicht, für Einzelschwinger, Metallresonatorfilter, monolithische Quarzfilter, keramische Filter und AOW-Filter Funktionsprinzipien, Bauformen und einige Filtertypen aus der DDR-Produktion vorgestellt. Ausführungsformen, Anwendungsbeispiele und Trendeinschätzungen vermitteln einen Einblick in die inzwischen erreichte Breite und Vielfalt der mechanischen Bandfilter sowie die gesicherte Perspektive dieser modernen frequenzselektiven Bauelemente.

Buchbesprechung S. 351

СОДЕРЖАНИЕ

Fritzsche, G.
Проектирование фильтров — теория и технология в обзоре
Стр. 312—316

Исходя из возможностей объединенной теории сетевых схем (равноправно исследуются аналоговые и цифровые варианты) в виде обзора даны изображения сигналов и сетевых схем, методы проектирования и модели, а также современные технологические формы фильтров. Теоретическим фоном рассматривают допустимые LTI — функции сетевых схем. Кроме того, даны тенденции развития и указано на возможности применения.

Schubert, E.
Квазиарифметическая трансформация нижних частот в полосовые частоты с выгодными свойствами группового времеиного хода
Стр. 317—320

Представляется квазиарифметическая трансформация НЧ в ПЧ, которая хорошо передает выгодные свойства демпфирования и временого хода исходного фильтра НЧ с минимальными ошибками на полосовой фильтр. При этом могут быть спроектированы средние и широкие фильтры постоянного группового временного хода с арифметической симетрией демпфирования.

Krüger, K.-E.
Реализация полиномных MLF — фильтров НЧ с малой добротностью функциональных блоков
Стр. 321—323

Реализация активных RC — фильтров НЧ, ВЧ и асимметричных полосовых фильтров требует больших затрат для определения величин отдельных элементов, или она не приведет к желаемым результатам при чистой FLF — структуре. Показывается, что при помощи смешанной структуры [FLF, LF] достигаются и маленькая добротность функциональных блоков, и допустимые вычислительные затраты.
На примере фильтра НЧ T_1 09 $A_{макс}$ 1,25 дБ обьясняется принцип схемы.

Mossner, B.; Sauer, K.
Свойства шума в SC — схемах
Стр. 323—327

Lippmann, J.; Sauer, K.
Оптимизация фильтров с подключеннымн конденсаторами, ориентированная на пользователей
Стр. 327—332

Рассматриваются разные этапы применения ЦВМ для проектирования SC — фильтров с помощью ЭВМ, причем применение ЦВМ рассматривается и для теоретического проектирования, и для практической реализации с учетом технологических параметров.
Исходным базисом для итеративной оптимизации используют результаты быстрого способа анализа интеграционных фильтров, что одновременно позволяет вычисление чувствительностей по отношению к схемным параметрам.
После разбора точек зрения на выбор способов оптимизации и определения подходящих целевых функций представляются результаты нь примере практических примеров.

Buchholz, G.; Steckel, K.
Цифровой спектральный анализ
Стр. 333—335

Seidel, V.
Активные RC — соединения — возможности и границы
Стр. 336—341

Обсуждаются активные RC — фильтры относительно их частотного диапазона, собственного шума и чувствительности. После обзора технически оптимальных решений сравниваются на примере фильтра ПЧ высокого класса, применяемого в области несущих частот, достигаемые величины расстояния шум-сигнал и чувствительности.

Lutzmann, J.; Unger, H.
Цифровой фильтровой процессор на основе БИС U 830, подходящий к микро — ЭВМ К 1520
Стр. 341—345

Описывается автономно работающий цифровой фильтровой процессор на основе БИС U 830, при помощи которого можно реализовать цифровые фильтры большего порядка с разветвленной структурой и частотой фильтрации до 10 кГц.
С целью разгрузки центрального процессорного устройства микро — ЭВМ К 1520 этот процессор может быть применен в прямом режиме (on-line) при помощи интерфейса ввода/вывода, подходящего к К 1520.

Hälsig, C.
Механические полосовыь фильтры — фотмы и применение
Стр. 345—351

Исходя из обзора элементной базы представляются принципы функционирования, формы и некоторые типы фильтров происводства ГДР для одиночных колебательных контуров, металлических резонаторных фильтров, монолитных кварцевых фильтров, керамических фильтров и фильтров акустических поверхностных волн. Виды изготовления, примеры применения и оценки тенденций дают представление о достигнутой ширине и многообразии этих механических полосовых фильтров и о перспективе современных частотно — избирательных элементов.

CONTENTS

Fritzsche, G.
Filter Design — Theory and Technology in a Survey
pp. 312—316

Starting from the possibilities of the consolidated network theory (which investigates analogue and digital variants enjoying equal rights) signal and network representations, design methods and models as well as modern technological constructions for filters are represented in the survey. Permissible LTI network functions are considered as theoretical background. Moreover, development and trend statements are given and referred to cases of application.

Schubert, E.
A Quasiarithmetical TP-BP-Transformation with Advantageous Group Delay Properties
pp. 317—320

A quasiarithmetical TP-BP-transformation is represented which transmits advantageous attenuation and delay properties of the reference low-pass filter with minimum error to the band-pass filter. Thereby medium and wide filters of constant group delay with arithmetical attenuation symmetry can be designed.

Krüger, K.-E.
Realisation of MLF Polynomial Low-Pass Filters with Small Function Block Qualities
pp. 321—323

The realidation of active RC low-pass filters, high-pass filters and asymmetrical band passes in HLF structures requires among others a high expenditure of dimensioning and does not give with the pure FLF structures the desired results. It is shown that by a mixed structure (FLF/LF) both small function block qualities and justifiable computing expenditure can be achieved. By means of a TP T_1 09 A_{max} 1.25 dB the circuit concept is explained.

Mossner, B.; Sauer, K.
Noise Properties of SC Subcircuits
pp. 323—327

Lippmann, J.; Sauer, K.
User-Oriented Optimisation of Filters with Switched Capacitors
pp. 327—332

For the computer-assisted design of SC filters the various stages of the computer application are considered which is required both for the theoretical design and for the realisation considering the technological parameters.
As starting basis for the iterative optimisation the results of a rapid analysis method for integrator filters are used which allows as well the calculation of sensitivities to the circuit parameters. After discussing the points of view for the selection of the optimisation method and the fixing of a suitable target function, results to this end are represented by means of practical examples.

Buchholz, G.; Steckel, K.
Digital Spectral Analysis
pp. 333—335

Seidel, V.
Active RC Circuits — Possibilities and Limits
pp. 336—341

Active RC filters are discussed with regard to their frequency range, their inherent noise and their sensitivity. After a survey of the technically optimum solutions, the attainable signal to noise distances and sensitivity values are compared by the example of a pretentious band-pass filter from the carrier current technique.

Lutzmann, J.; Unger, R.
A K 1520 — Compatible Digital Filter Processor on U 830 Basis
pp. 341—345

An autonomously operating digital filter processor on U 830 basis is described, by means of which digital filter of higher order in branch structure with scanning rates up to 10 kHz can be realised. By an I/O — interface meeting K 1520 requirements this processor can be used for the relief of the central unit in K 1520 computer in the on-line operation.

Hälsig, C.
Mechanical Band-Pass Filters — Constructions and Applications
pp. 345—351

Starting from a component survey function principles, constructions and some filter types from the GDR production are represented for single oscillators, metal-resonator filters, monolithic quartz filters, ceramic filters and AOW filters. Constructions, examples of application and trend estimations give an insight into the width and versatility of this mechanical band-pass filters attained in the meantime as well as into the secured perspective of these modern frequency-selective components.